

# Mehrkriterielle Optimierungsmethodik zur Erhöhung der Integrationsdichte leistungselektronischer Systeme

Dissertation

zur Erlangung des akademischen Grades

**Doktoringenieur  
(Dr.-Ing.)**

vorgelegt der

Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik  
der Technischen Universität Ilmenau

von

**Marco Schilling**

geb. am 05.06.1987 in Ilmenau

**vorgelegt am:** 09.02.2018

**1. Gutachter:** Prof. Dr.-Ing. Tobias Reimann  
**2. Gutachter:** Prof. Dr.-Ing. Mark-Matthias Bakran  
**3. Gutachter:** Prof. Dr.-Ing. Hans-Günter Eckel

**Verteidigung am:** 03.12.2018

urn:nbn:de:gbv:ilm1-2018000708  
ISBN 978-3-938843-95-6





---

## Vorwort

---

Die vorliegende Arbeit entstand während meines Promotionsstudiums an der Technischen Universität Ilmenau und meiner Mitarbeit in den Forschergruppen „eMobil“ und „iModPowerSys“ im Fachgebiet „Industrieelektronik“. In der Arbeit sind wesentliche Ergebnisse der Forschungsprojekte enthalten und eingeflossen. Die im Rahmen der Projekte entstandenen Demonstratoren und Versuchsstände wurden für die Modellverifikation genutzt. Die Bearbeitung des Themas erfolgte darüber hinaus in enger Zusammenarbeit mit der Firma „ISLE Steuerungstechnik und Leistungselektronik GmbH“.

Hiermit möchte ich meinen großen Dank folgenden Personen aussprechen, die mich technisch und fachlich beim Gelingen dieser Arbeit unterstützt haben:

- Prof. Dr.-Ing. Tobias Reimann und Prof. Dr.-Ing. Ulf Schwalbe möchte ich meinen besonderen Dank für die technische, wissenschaftliche und menschliche Unterstützung, sowie für die kritischen Anmerkungen zur Verbesserung der Arbeit aussprechen.
- Prof. Dr.-Ing. Tobias Reimann, Prof. Dr.-Ing. Mark-Matthias Bakran und Prof. Dr.-Ing. Hans-Günter Eckel danke ich für die Begutachtung dieser Arbeit.
- Dr.-Ing. Thomas Szalai, Dr.-Ing. Tobias Heidrich und Fabian Endert danke ich für ihr Mitwirken und die entstandenen Ergebnisse im Forschungsprojekt, ohne die eine praktische Verifikation von Ergebnissen der theoretischen Untersuchungen dieser Arbeit in vielen Teilen nicht möglich gewesen wäre.
- Den Studenten Tom Wagner, Benjamin Köhnlechner, Jakob Georgi, Lisa Firnbach, Marcel Köhn und Andre Petermann danke ich für die gelungenen Abschlussarbeiten. Die Ergebnisse konnten in der vorliegenden Arbeit mit einfließen und lieferten an vielen Stellen die praktischen Nachweise für entsprechende theoretische Untersuchungen.
- Frau Karin Just danke ich für die orthographische Korrektur der Arbeit.
- Allen Mitarbeitern der Fachgebiete „Industrieelektronik“ und „Leistungselektronik und Steuerung in der Elektroenergietechnik“ sowie der Firma „ISLE Steuerungstechnik und Leistungselektronik GmbH“ möchte ich ein großes Dankeschön aussprechen. Durch die vielen fachlichen Diskussionen, die technische

---

und wissenschaftliche Hilfestellung war mir an vielen Stellen der berühmte „Blick über den Tellerrand“ gewährt. Diese Erkenntnisse konnten an vielen Stellen in die Arbeit einfließen.

Mein herzlichster Dank gilt meiner Frau Annelie, die mich moralisch während meiner Promotionszeit unterstützt hat und stets Verständnis für mein spätes nach Hause kommen aufgebracht hat. Durch meine Frau und meine Kinder habe ich es geschafft, immer wieder den nötigen Abstand zur Arbeit zu bekommen. So konnte ich einerseits neue Energie schöpfen und andererseits Ergebnisse aus einem anderen Blickwinkel kritisch hinterfragen.

Nicht zuletzt bedanke ich mich bei meinen Eltern für die Unterstützung und die Ermöglichung des Studiums der Elektrotechnik.

Marco Schilling

Ilmenau im Februar 2018

---

# Kurzfassung

---

Ein aktueller Trend im Bereich der Mechatronik im Fahrzeug ist die Integration von elektrischen und mechanischen Komponenten auf engstem Bauraum. Dadurch entstehen neue Herausforderungen (z.B. sehr hohe Umgebungstemperaturen, begrenzte Baugröße, etc.). Die Kombination von elektronischen, mechanischen und thermischen Systemen macht die Betrachtung des Gesamtsystemverhaltens notwendig. So können Verkopplungen der Teilsysteme untersucht und die Systemgrenzen ermittelt werden.

**Ziel** der vorliegenden Arbeit ist die Entwicklung eines Entwurfswerkzeugs zur Gesamtsystembetrachtung und schließlich auch zur mehrkriteriellen Optimierung der Systeme hinsichtlich der definierten Gütegrößen. Als zu untersuchende Applikationen wurde sowohl ein elektrisches Antriebssystem als auch ein 12 V/48 V Bordnetzwan­dler festgelegt. In einer vorangestellten Studie der Technologiestandards werden verschiedene Topologien und Technologien aufgezeigt und die Optimierungspotentiale erarbeitet. Darauf basierend werden Festlegungen und Einschränkungen für die weiteren Untersuchungen vorgenommen.

Auf Basis der vorangestellten Festlegungen wird ein Simulationswerkzeug erarbeitet, mit welchem vergleichende Untersuchungen verschiedener Systemauslegungen hinsichtlich elektrischer und thermischer Belastung und Wirtschaftlichkeit der Hauptkomponenten durchgeführt werden können. Für die untersuchten Systeme wird eine herstellerunabhängige Datenbasis und entsprechende Verfahren zur Bestimmung der notwendigen Bauelementeparameter erarbeitet.

Aufbauend auf dem Simulationswerkzeug wird ein vierstufiger Prozess entwickelt, mit welchem eine Systemoptimierung hinsichtlich verschiedener Gütegrößen in einem überschaubaren Aufwand und einer transparenten Methodik durchgeführt werden kann.

Zum Abschluss der vorliegenden Arbeit werden drei verschiedene Fallbeispiele aufgezeigt. In den Fallbeispielen werden konkrete integrierte leistungselektronische Umrichter und DC-DC-Wandler hinsichtlich Effizienz bzw. Leistungsdichte optimiert und eine wirtschaftliche Betrachtung durchgeführt. Im Ergebnis stehen weiterhin auch allgemeine Aussagen und Designkriterien zur Nutzung neuer Bauelementetechnologien (SiC, GaN).

---

Um die Nutzerbandbreite zu erhöhen, empfiehlt es sich, das Werkzeug in einer fort-führenden Arbeit hinsichtlich weiterer Topologien zu ergänzen. Auch der Einsatz in der akademischen Forschung und Lehre bietet sich durch die transparente Vorgehensweise an. Eine Erweiterung hinsichtlich der Optimierung der Betriebsstrategie von Antrieben und Konvertern ist ebenfalls denkbar.

---

# Abstract

---

One actual trend in the field of automotive mechatronic systems is the system integration of electrical and mechanical components. New challenges are arising from high ambient temperatures and defined and limited installation space, caused by this fact. Due to the combination of electrical, mechanical and thermal systems, the consideration of the overall system behavior is necessary. This is the only way to identify system couplings and fathom the system limits.

**The main goal** of this thesis is the development of an overall system design and multi-objective optimization tool for the named performance indices. The investigated applications are an electrical drive train system, as well as a multistage 12 V/48 V wiring system dc-dc-converter. Different topologies and technologies were researched and optimization potentials were developed in a preceding state-of-the-art analysis. Specifications and restrictions are defined based on this study.

In a next step, the simulation and optimization tool for comparative component and topology studies is developed, based on the previous investigations and specifications. The models are developed with the focus on the main components of the power electronics, their electric stresses, the commutation loop design, the balance of losses, the efficiency, the thermal design, the system space and the system costs. Based on the simulation tool, a four step multi-objective optimization process for a transparent optimization with a manageable effort was developed.

To demonstrate the usability of the developed toolchain, three different use cases are presented finally. The use cases are concrete optimization problems for integrated dc-ac-inverters and dc-dc-converters with the focus on efficiency, power density and economy. Further results are general design rules and results regarding the usability of new semiconductor devices, e.g. SiC and GaN.

For future research it is recommended to extend the software tool for further converter topologies. The user bandwidth can be increased and the toolchain can be used for a wide variety of topology comparisons. Further fields of usage can be academic teaching and research as well as the optimization of the operating strategy of drive train systems.



---

# Inhaltsverzeichnis

---

<b>1</b>	<b>Einleitung</b>	<b>1</b>
1.1	Leistungselektronik im Fahrzeug - aktuelle Problemstellungen . . . . .	1
1.1.1	Marktanalyse . . . . .	1
1.1.2	Studie der Markterfordernisse und des Forschungspotentials . . . . .	3
1.2	Optimierung elektronischer Systeme . . . . .	4
1.2.1	Überblick und Optimierungsmethodik . . . . .	4
1.2.2	Einführungsbeispiel . . . . .	6
1.3	Zielsetzung und Aufbau der Arbeit . . . . .	9
<b>2</b>	<b>Analyse der systemtechnischen Anforderungen</b>	<b>11</b>
2.1	Untersuchungsgegenstand . . . . .	11
2.1.1	Antriebsstrang . . . . .	11
2.1.2	Bordnetz DC-DC-Wandler . . . . .	13
2.2	Anforderungen an eine Fahrzeugelektronik . . . . .	13
2.2.1	Konstruktive Anforderungen . . . . .	13
2.2.2	Gütekenngrößen . . . . .	15
2.2.3	Grenzbelastungen und Lastprofile . . . . .	15
2.3	Ist-Stand Analyse an Beispielsystemen . . . . .	17
2.3.1	Demonstrator eines elektrischen Antriebs . . . . .	17
2.3.2	Demonstrator eines DC-DC-Wandlers . . . . .	22
2.3.3	Bewertung der Ergebnisse . . . . .	24
2.4	Stand der Technik - Topologien, Technologien und ihre Grenzen . . . . .	25
2.4.1	Umrichter - Topologievergleich und Auswahl . . . . .	25
2.4.2	DC-DC-Wandler - Topologievergleich und Auswahl . . . . .	28
2.4.3	Schaltungsträger und Wärmeableitung . . . . .	32
2.4.4	Verbindungstechnik . . . . .	39
2.4.5	Leistungshalbleiter - Materialien und Bauformen . . . . .	41
2.4.6	Kondensatoren für Hochstromanwendungen . . . . .	45
2.4.7	Magnetwerkstoffe für Anwendungen in der Leistungselektronik . . . . .	49
2.5	Zusammenfassung und Optimierungspotentiale . . . . .	50

<b>3</b>	<b>Analytische Grundlagen der untersuchten Konverter</b>	<b>53</b>
3.1	Antriebsumrichter - Ansteuerverfahren und Bauelementebelastung . .	53
3.1.1	Modellbeschreibung des schaltenden Systems . . . . .	53
3.1.2	Ansteuerverfahren . . . . .	54
3.1.2.1	Blocktaktung . . . . .	54
3.1.2.2	Unterschwingungsverfahren/Supersinusmodulation .	55
3.1.2.3	Raumvektormodulation (SVPWM) . . . . .	56
3.1.3	Analytische Bestimmung der Bauelementestrombelastung . .	57
3.1.3.1	Leistungsschalter . . . . .	58
3.1.3.2	Zwischenkreiskondensator . . . . .	59
3.2	Grundlagen des Bordnetz DC-DC-Wandlers . . . . .	60
3.2.1	Funktionsweise . . . . .	60
3.2.2	Betriebsarten . . . . .	61
3.2.3	Analytische Beschreibung der Strom- und Spannungsverläufe .	63
3.3	Zusammenfassung . . . . .	64
<b>4</b>	<b>Analytische Grundlagen der Antriebstechnik</b>	<b>65</b>
4.1	Überblick elektrischer Maschinen . . . . .	65
4.2	Die permanenterregte Synchronmaschine (PESM) . . . . .	66
4.2.1	Aufbau und Modellbildung . . . . .	66
4.2.2	Stationäres Betriebsverhalten . . . . .	68
4.3	Regelung des Antriebssystems . . . . .	69
4.3.1	Feldorientierte Regelung mit Drehzahlsensor . . . . .	69
4.3.1.1	Regelstruktur ohne Feldschwächbetrieb . . . . .	69
4.3.1.2	Regelstruktur mit Feldschwächbetrieb . . . . .	70
<b>5</b>	<b>Entwicklung der Simulations- und Optimierungsmethodik</b>	<b>71</b>
5.1	Konzeptionierung der Methodik . . . . .	71
5.1.1	Prozessablauf und Vergleich zu etablierten Software-Tools . .	71
5.1.2	Modellbildung: Probleme und Lösungsstrategie . . . . .	73
5.2	Methodik zur Vorauswahl der Hauptkomponenten . . . . .	76
5.3	Systemmodelle . . . . .	80
5.3.1	Überblick zum Modellansatz . . . . .	80
5.3.2	Elektromechanische Systemmodelle des Antriebs . . . . .	82
5.3.2.1	Modell der mechanischen Antriebsdynamik . . . . .	82
5.3.2.2	Maschinenmodell und Arbeitspunktberechnung . . .	82
5.3.3	Elektrische Systemmodelle (Umrichter und DC-DC-Wandler) .	84
5.3.3.1	Strombelastungen . . . . .	84
5.3.3.2	Spannungsbelastung/Güte des Kommutierungskreises	85
5.3.4	Verlustleistungsmodelle . . . . .	86
5.3.4.1	Überblick . . . . .	86
5.3.4.2	Ohmsche Verluste unter Berücksichtigung des Skin- und Proximity-Effekts . . . . .	87
5.3.4.3	Ansteuer- und Schaltverluste . . . . .	89



5.3.4.4	Hystereseverluste der Magnetbauelemente . . . . .	90
5.3.4.5	Hysteres- und Reibungsverluste der PESM . . . . .	90
5.3.5	Thermische Modelle . . . . .	91
5.3.5.1	Überblick . . . . .	91
5.3.5.2	Thermische Modellbildung - Grundlagen . . . . .	92
5.3.5.3	Thermisches Modell des Leistungsschalters in Kombination mit PCB . . . . .	94
5.3.5.4	Thermisches Modell des Zwischenkreiskondensators . . . . .	96
5.3.6	Lebensdauermodelle am Beispiel des Elektrolytkondensators . . . . .	97
5.4	Schaffung der Modelldatenbasis . . . . .	99
5.4.1	Überblick . . . . .	99
5.4.2	Ermittlung der parasitären Induktivität der PCB . . . . .	100
5.4.2.1	Theoretischer Hintergrund . . . . .	100
5.4.2.2	Analytische Berechnungsergebnisse . . . . .	101
5.4.2.3	Messtechnische Verifikation an verschiedenen Leiterbahnanordnungen . . . . .	103
5.4.2.4	Messtechnische Verifikation am realen Kommutierungskreis . . . . .	103
5.4.3	Ermittlung der thermischen Impedanz zwischen PCB und Halbleiter . . . . .	105
5.4.3.1	Parameter und Einflussgrößen . . . . .	105
5.4.3.2	Stationäre thermische Analyse . . . . .	106
5.4.3.3	Transiente thermische Analyse . . . . .	107
5.4.3.4	Zusammenfassung . . . . .	108
5.4.4	Ermittlung der thermischen Parameter von Elektrolytkondensatoren . . . . .	109
5.4.4.1	Verfahren zur Bestimmung der thermischen Parameter ohne Messung der Kerntemperatur . . . . .	109
5.4.4.2	Messtechnische Verifikation des Verfahrens . . . . .	111
5.4.4.3	Fehlerbetrachtung . . . . .	112
5.4.4.4	Zusammenfassung und Einflussgrößen . . . . .	112
5.5	Wirtschaftliche Systembewertung - Kostenmodell . . . . .	113
5.6	Mehrkriterielle Optimierung der Leistungselektronik . . . . .	115
5.6.1	Optimierungsprozess . . . . .	115
5.6.2	Abgrenzung zu bekannten Optimierungsverfahren der Leistungselektronik . . . . .	118
5.7	Fehler- und Toleranzanalyse . . . . .	120
5.7.1	Gültigkeitsbereich der vorgestellten Optimierungsmethodik . . . . .	120
5.7.2	Toleranzanalyse mittels Monte-Carlo-Simulation . . . . .	123
5.7.3	Bestimmung der Parameter-Sensitivität . . . . .	124
5.8	Zusammenfassung . . . . .	126
<b>6</b>	<b>Simulation und Verifikation der Ergebnisse am Beispielsystem</b>	<b>127</b>
6.1	Aufbau des Messsystems . . . . .	127

6.2	Ausgewählte Simulationsergebnisse . . . . .	129
6.3	Abgleich der Simulation mit den Messergebnissen . . . . .	132
6.4	Diskussion von Mess- und Fehlereinflüssen . . . . .	134
<b>7</b>	<b>Fallbeispiele - Wege zur Erhöhung der Integrationsdichte</b>	<b>135</b>
7.1	$\eta - \rho - \sigma$ -Optimierung eines Antriebsumrichters . . . . .	135
7.1.1	Beschreibung des zu untersuchenden Systems . . . . .	135
7.1.2	Durchführung der Optimierung . . . . .	137
7.1.3	Diskussion der Ergebnisse . . . . .	140
7.2	Optimierung der Systemspannungsebene eines Fahrantriebs . . . . .	142
7.2.1	Vorgehensweise und Vergleichsbasis . . . . .	142
7.2.2	Simulationsergebnisse für verschiedene Halbleitermaterialien .	144
7.2.3	$\eta - \rho - \sigma$ -Optimierung des Gesamtsystems . . . . .	146
7.3	$\eta - \rho - \sigma$ -Optimierung eines zweistufigen DC-DC-Wandlers . . . . .	147
7.3.1	Systembeschreibung und Durchführung der Optimierung . . .	147
7.3.2	Diskussion der Ergebnisse . . . . .	149
<b>8</b>	<b>Zusammenfassung und Ausblick</b>	<b>151</b>
8.1	Zusammenfassung . . . . .	151
8.2	Ausblick . . . . .	155
	<b>Literaturverzeichnis</b>	<b>156</b>
	<b>Formelzeichen und Abkürzungen</b>	<b>165</b>
	<b>Anhang</b>	<b>178</b>
A1:	Auswertung der Handlungsempfehlungen der Experteninterviews . . .	179
A2:	Simulations- und Auslegungsergebnisse des Konvertervergleichs . . .	181
A3:	Koordinatentransformationen . . . . .	187
A4:	Formeln zur Vorauswahl der Bauelemente . . . . .	188
A5:	Formeln zur Dimensionierung der Magnetbauelemente . . . . .	190
A6:	Korrekturfaktor zur Bestimmung der Kernverluste . . . . .	191
A7:	Herleitung der Induktivität paralleler Rechteckleiter . . . . .	192
A8:	Strom- und Spannungsprofile verschiedener Fahrzyklen . . . . .	193
A9:	Kondensatorstrombelastung für verschiedene Fahrzyklen . . . . .	196
A10:	Dimensionierung der Magnetbauelemente für den untersuchten Full-Bridge-Converter . . . . .	199

## 1.1 Leistungselektronik im Fahrzeug - aktuelle Problemstellungen

### 1.1.1 Marktanalyse

Die Mechatronik und Leistungselektronik im Automobil hat in den letzten 10 Jahren (Studienzeitraum 2005 - 2015) einen enormen Aufwind bekommen. Die jährliche Wachstumsrate des am Markt zu findenden Sektors der Fahrzeugleistungselektronik ist mit 15,5 % der am stärksten wachsende Markt im Vergleich zu den Sektoren Industrie und Energie, Konsumelektronik, Kommunikation und Computer/Büro [1]. In der Automobil-Elektronik-Entwicklung haben sich dabei folgende Trends herauskristallisiert:

1. Entwicklung neuer Fahrzeugkonzepte im Hinblick auf Einsatzbereich und Einsatzregion (z.B. Mildhybrid, Vollhybrid oder Elektrofahrzeug)
2. Mechatronisierung von Fahrzeugkomponenten
3. Elektrifizierung der bis dato riemengetriebenen Nebenaggregate
4. Innovative Bordnetz-Architekturen und intelligente Energie-Management-Konzepte

Die Trends eins bis drei sind mit der Entwicklung eines elektrischen, integrierten Antriebsstranges verbunden. Der Markt zeigt, dass mittelfristig aufgrund des hohen Preises und der fehlenden Ladeinfrastruktur vollelektrifizierte Fahrzeuge vom Kunden nur zögernd angenommen werden. Der Trend geht in die Richtung der Entwicklung von **Hybridkonzepten und der Elektrifizierung der Nebenaggregate**. Dadurch wird die  $CO_2$  Emission des Fahrzeuges reduziert, die Reichweite erhöht bzw. die Kraftstoffkosten gesenkt (siehe Abbildung 1.1). Die zusätzlichen Kosten der elektrischen Antriebe kleinerer Leistung sind im Vergleich zum Elektrofahrzeug

gering. Als Systemspannung der Hybridkonzepte ist die 48 V Spannungsebene angedacht. Je nach Leistungsklasse des Antriebs kann die Spannungsebene des Antriebs auf bis zu 800 V hochgesetzt werden. [1]

Ein daraus resultierender weiterer Trend ist die Einführung eines **48 V/12 V-Zweispannungs-bordnetzes**. Die 48 V Bordnetzspannung wird vom Verband der Automobilindustrie (Abk. VDA) vorangetrieben und ist nicht nur ein europäisches, sondern weltweites Thema. Ein Beispiel eines solchen Bordnetzes ist in Abbildung 1.2 dargestellt. Durch die größere Systemspannung kann eine größere Energiemenge bei geringeren Systemströmen übertragen werden. Ein weiterer Vorteil ist, dass die 48 V Bordnetzspannung in den Bereich der Sicherheitskleinspannung mit  $U < 60$  V (Abk. SELV<sup>1</sup>) fällt. Dadurch ist im System eine höhere Sicherheit z.B. gegen elektrischen Schlag gegeben und keine zusätzliche Isolationsüberwachung notwendig. Das Wartungspersonal muss nicht auf den Umgang mit Hochspannungskomponenten ausgebildet werden. Die Kopplung zwischen den zwei Spannungsebenen erfolgt durch einen Bordnetzwan- dler. Mithilfe dieses DC-DC-Wandlers ist ein intelligentes Energiemanagement im Fahrzeug möglich.

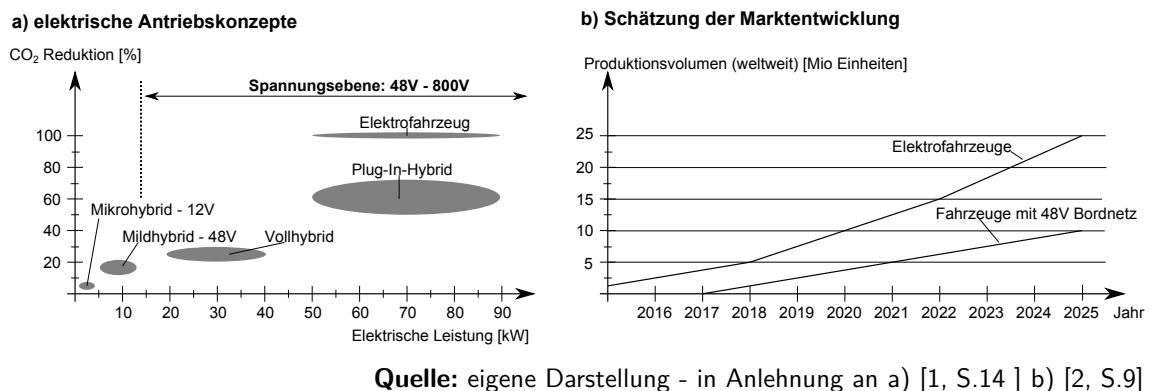


Abbildung 1.1: Konzepte hybrider und vollelektrifizierter Antriebe

Es wird auf Basis der Markttrends das große Forschungs-/Entwicklungs- und Optimierungspotential von integrierten Niedervoltantrieben auf der 48 V Spannungsebene deutlich. Die Leistungsklassen reichen in diesem Bereich von mehreren hundert Watt bis maximal 25 kW. Dies bedeutet Phasenströme bzw. DC-Zwischenkreisströme bis zu 750 A.

Weiteres Forschungs- und Optimierungspotential liegt auf dem DC-DC-Wandler zur bidirektionalen Übertragung der Leistung zwischen der 48 V- und 12 V-Ebene. Die typische Leistungsklasse eines solchen Konverters beträgt 6 kW, was einen Systemstrom von 500 A auf der 12 V-Ebene bedeutet.

<sup>1</sup>Safety Extra Low Voltage

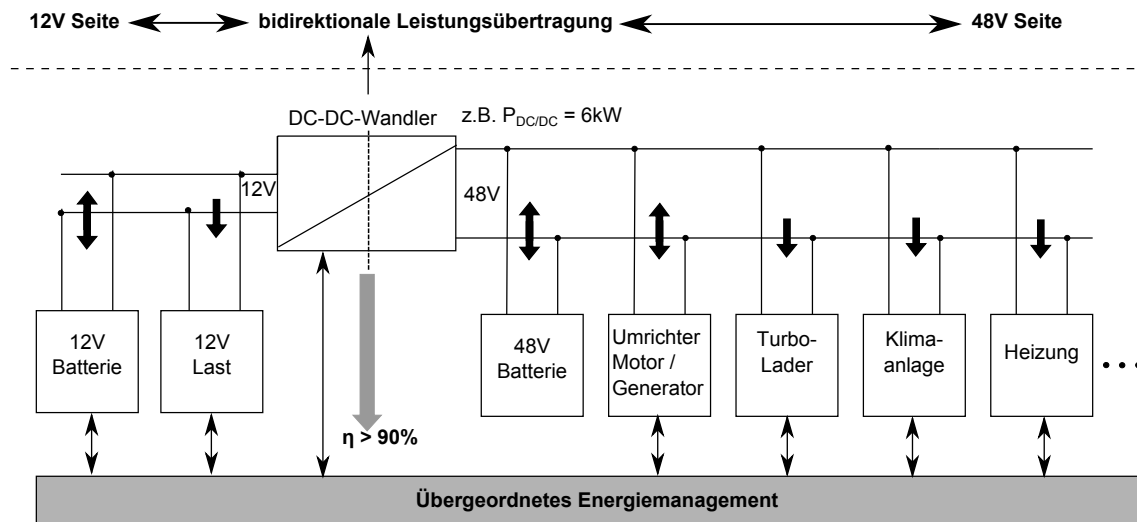


Abbildung 1.2: Typischer Aufbau eines 48 V Bordnetzes

### 1.1.2 Studie der Markterfordernisse und des Forschungspotentials

Um die komplette Vielfalt der Problemstellungen und Verknüpfungspunkte zwischen industrieller und universitärer Forschung zu identifizieren, wurden im Rahmen dieser Dissertation Experteninterviews mit Ansprechpartnern aus der Automobilindustrie und Zulieferern durchgeführt<sup>2</sup>. Die Studie wurde im Zeitraum von 2013 bis 2016 erarbeitet. Die untersuchten Aspekte wurden konkret in die Bereiche **Markt** (Fahrzeugtechnik, Elektromobilität, mobile Arbeitsmaschinen) und **Technik** (Gesamtsystemuntersuchung, Teilsystemuntersuchung, Systemintegration) untergliedert. Aus diesen Verknüpfungspunkten resultieren in der Auswertung der Studie folgende Handlungsempfehlungen:

**Markt:** Im Bereich der Markttrends ergibt sich Forschungspotential in der Optimierung und **Integration der mechatronischen Antriebssysteme** und deren Standardisierung. Dadurch sollen kompakte Lösungen zu verschiedenen Leistungsklassen und Einsatzzwecken als Katalogware entstehen. Die Vorteile eines solchen integrierten Antriebs sind:

- Erhöhung der Leistungsdichte
- Reduzierung des Verkabelungsaufwands und der Verluste durch minimierten Abstand von Motor und Umrichter
- nur ein Anschluss am DC-Bordnetz notwendig
- Aufbau redundanter Systeme
- Skalierbarkeit der Systeme.

<sup>2</sup>Die Daten und Randbedingungen sowie die Auswertung zur Studie sind im Anhang A1 auf S. 179 zu finden

Die Einzelverbraucher im Fahrzeugbordnetz sollten außerdem intelligent vernetzt sein. Die Verkopplung zwischen 12 V- und 48 V-Verbrauchern ist durch einen Bordnetz DC-DC-Wandler gegeben (vgl. Abbildung 1.2). Durch eine übergeordnetes Lastmanagement sollen die entsprechenden Verbraucher z.B. Antrieb, Klimakompressor oder Heizung gemäß dem aktuellen Fahrprofil angesteuert werden. Das intelligente Lastmanagement der Verbraucher bietet sich auch in den mobilen Antriebsmaschinen bei der Verkopplung zwischen Fahr- und Prozessantrieb an. Die Aufgabe des Lastmanagements ist es z.B. die Strombelastung im Bordnetz zu minimieren.

**Technik:** Im Rahmen der technischen Aspekte ergibt sich vor allem Handlungsbedarf in der Bewertung des **Gesamtsystemverhaltens** hinsichtlich unterschiedlicher Konzeptansätze und unterschiedlicher Systemspannungsebenen. Ziel ist es, durch die Wahl einer geeigneten Topologie, Vorteile im Gesamtsystem zu erzielen. Ein weiterer wichtiger Aspekt ist die Gesamtsystemoptimierung hinsichtlich der Ankopplung des Zwischenkreises, die Reduzierung des Zwischenkreisvolumens durch die vorhandene Batterie bzw. die **Optimierung des Zwischenkreises** hinsichtlich der maximal auftretenden Schalterüberspannung. Durch diese Optimierung kann eine niedrigere Spannungsklasse in den Leistungsschaltern gewählt werden. Dies resultiert in einer deutlichen Effizienzsteigerung. Die Untersuchung von verschiedenen **Aufbau- und Verbindungstechnologien** stellt einen weiteren Schwerpunkt dar, denn diese sind bei den hohen Systemströmen maßgeblich für die Effizienz des Gesamtsystems bestimmend. Die Ohmschen Verluste einer schlecht gewählten Verbindung übersteigen sonst schnell die Durchlassverluste der Halbleiter. Den vierten Schwerpunkt stellt die Untersuchung von verschiedenen **thermischen Konzepten** dar. Das thermische Konzept ist maßgeblich für das elektrische Design und das Verhalten des Gesamtsystems bestimmend.

## 1.2 Optimierung elektronischer Systeme

### 1.2.1 Überblick und Optimierungsmethodik

Um ein elektronisches System zu entwickeln und dabei den vielfältigen Anforderungen gerecht zu werden, ist in der Regel eine reine Systemdimensionierung und Entwicklung nicht ausreichend. Um Topologie-/System- und Komponentengrenzen zu identifizieren, ist ein iterativer Prozess gemäß Abbildung 1.3 notwendig.

Im ersten Schritt werden die Anforderungen und Nebenbedingungen in Form von Gleichungen/Ungleichungen an das System sowie deren Funktionalität festgelegt. Nach der entsprechenden Topologieauswahl folgt die Festlegung der Optimierungsvariablen  $x_i$ , welche folgende Gestalt annehmen können:

- $x_i \in \{0, 1\}$  ist eine Entscheidungsgröße ob eine bestimmte Systemkomponente ersetzt werden soll (z.B. Ersatz der Kondensators im Referenzdesign durch einen anderen Typ)

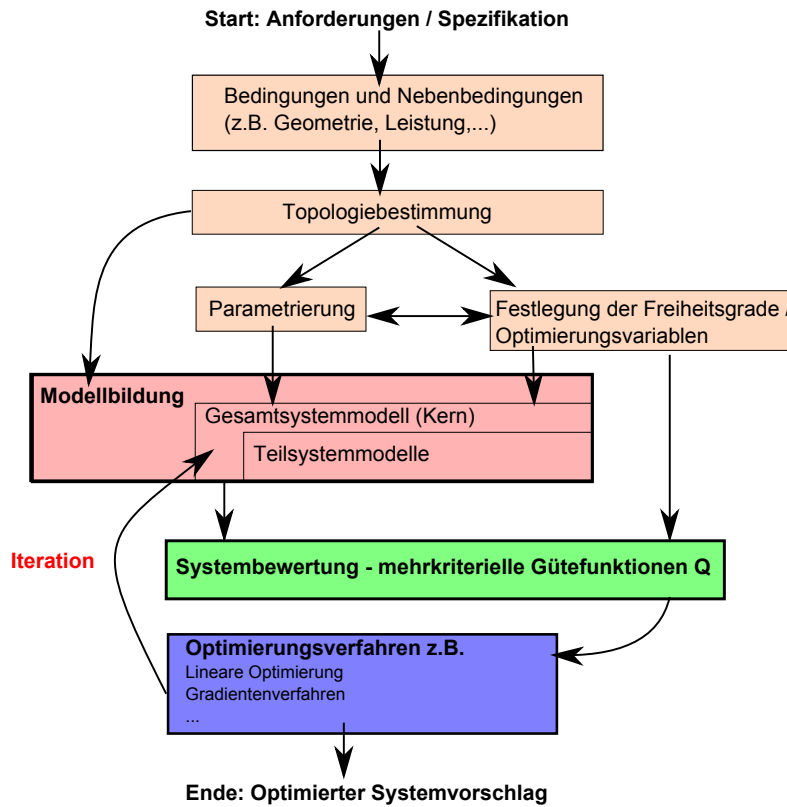


Abbildung 1.3: Vereinfachte Darstellung zur Optimierungsmethodik elektronischer Systeme

- $x_i \in \mathbb{R}$  oder  $x_i \in \mathbb{N}$  ist eine offen gehaltene Dimensionierungsgröße für einen bestimmten Hardware-Systemaufbau (z.B. Wicklungsanzahl im HF-Transformator)
- $x_i \in \mathbb{R}$  ist eine offen gehaltene Dimensionierungsgröße für die Regelung bzw. Betriebsführung des Systems (z.B. Regelparameter)

Unter Nutzung eines Startvektors  $\underline{x}_0 = [x_1 \dots x_i]$  aus dem ersten Referenzdesign kann begonnen werden, mithilfe einer mathematischen Systembeschreibung, die mehrkriterielle Güte (Vektor von Zielfunktionen  $\underline{J} = [J_1 \dots J_k]$ ) des Systems zu bestimmen. Diese wird durch eine mehrkriterielle Gütefunktion quantifiziert. Die Gütefunktion kann beispielsweise je nach Problemstellung folgende Gestalt annehmen:

- $Q = \sum_{k=1}^m g_i \cdot J_i(\underline{x})$
- $Q = \prod_{k=1}^m J_i(\underline{x})$
- Integration oder Differentiation verschiedener Zielfunktionen

Am sinnvollsten und häufigsten eingesetzt wird die gewichtete Summe der Zielfunktionen. Die Sensitivität der Zielfunktionen auf die Gütefunktion wird direkt mit den Gewichtungswerten  $g_i$  bestimmt. Eine Multiplikation von Zielgrößen (z.B.  $R_{DSon} \cdot A$  - flächenspezifischer Widerstand) wird immer dann verwendet, wenn sich daraus eine interpretierbare Kenngröße ergibt. Die Sensitivität der Zielfunktion auf die Gütefunktion ist dabei in der Regel vom Betriebsbereich des Systems abhängig.

Im nächsten Schritt folgt die Anwendung eines geeigneten Optimierungsverfahrens je nach Klassifikation des Problems. Für lineare Optimierungsprobleme kommt z.B. die Simplex-Methode zum Einsatz. Für nichtlineare Problemstellungen wird beispielsweise das Newton-Verfahren oder das Gradientenverfahren verwendet.

## 1.2.2 Einführungsbeispiel

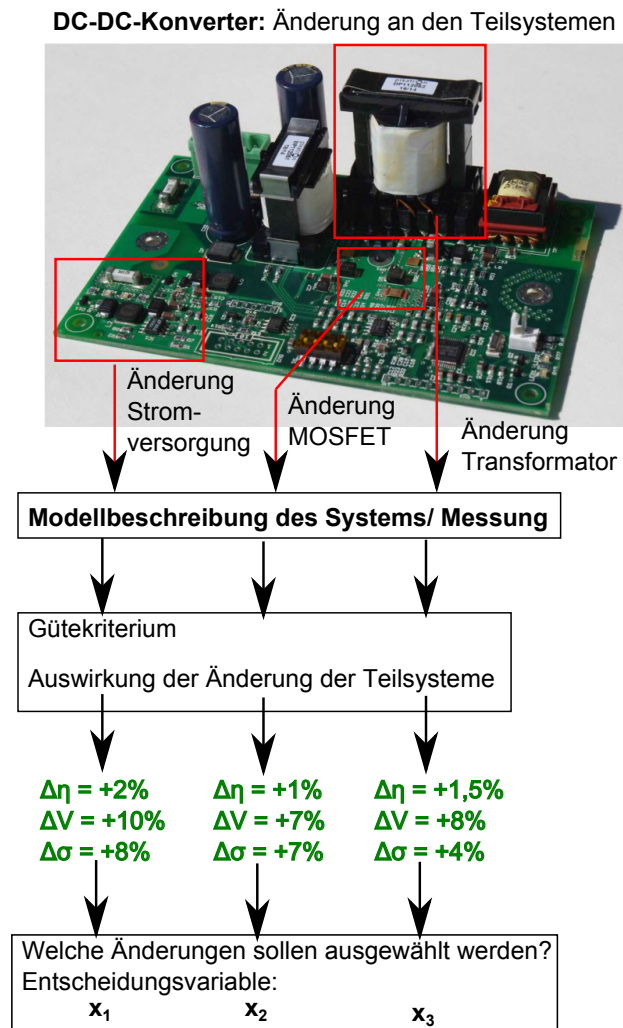


Abbildung 1.4: Abstraktes Einführungsbeispiel zur Optimierung eines leistungselektronischen Systems,  $\Delta\eta$  - Effizienzverbesserung,  $\Delta V$  - Volumenvergrößerung,  $\Delta\sigma$  - Kostenerhöhung

In nachfolgendem Beispiel geht es um die mehrkriterielle Optimierung eines leistungselektronischen Systems gemäß Abbildung 1.4. Dieses Beispiel wurde bereits in [3] veröffentlicht.

Durch die Modellbeschreibung des Systems bzw. eine Messung konnten die grün dargestellten Änderungen des Systemverhaltens unter Variation der Teilsysteme eins bis drei ermittelt werden. Für die Integration des Systems in einen vorgesehenen Bau- raum wird folgendes Optimierungsproblem definiert:



- Ziel 1: Maximierung der Effizienz  $\eta$
- Ziel 2: Minimierung der Kosten, jedoch maximal erlaubte Kostenerhöhung  $\Delta\sigma < 12\%$
- Randbedingung: max. erlaubte Vergrößerung des Bauvolumens um  $\Delta V \leq 15\%$
- Eine Änderung an allen drei Teilsystemen ist erlaubt.

Es werden nun zwei verschiedene Fälle betrachtet:

**Fall 1:** Zunächst wird die Gütefunktion mit  $\Delta Q_1 = \Delta\eta - 2\Delta\sigma$  definiert, um das Systemverhalten mit einer einzelnen Kenngröße zu quantifizieren. Die Kosten werden aufgrund des Preisdrucks im Elektroniksektor größer gewichtet.

**Fall 2:** Die Gütefunktion wird zu  $\Delta Q_2 = \Delta\eta$  definiert. Die Kosten- und Volumenänderung wird entsprechend der Vorgaben als Randbedingung definiert.

Der Optimierungsvektor wird zu  $\underline{x} = [x_1 \ x_2 \ x_3]$  mit  $x_i \in \{0, 1\}$  gesetzt.  $x$  ist dabei die Entscheidungsvariable ob am Teilsystem  $i$  die Änderung durchgeführt werden soll.

Tabelle 1.1: Lösung der Optimierungsprobleme - Maximierung der Gütefunktionen  $\Delta Q_i$  unter Nebenbedingungen; Lösung Fall 1: Ergebnis-Nr. 1/triviale Lösung; Lösung Fall 2: gelbe Markierung

Ergebnis-Nr.	$x_3 \ x_2 \ x_1$	Gütefunktion		Nebenbedingungen	
		$\Delta Q_1$	$\Delta Q_2$	$\Delta V \leq 15\%$	$\Delta\sigma < 12\%$
1	0 0 0	0	0	0	0
2	0 0 1	-14	2	10	8
3	0 1 0	-13	1	7	7
4	0 1 1	-27	3	17	15
5	1 0 0	-6,5	1,5	8	4
6	1 0 1	-20,5	3,5	18	12
7	1 1 0	-19,5	2,5	15	11
8	1 1 1	-33,5	4,5	25	19

Die Ergebnisse für unterschiedliche Konstellationen des Optimierungsvektors sind in Tabelle 1.1 dargestellt. Es wird ersichtlich, dass für die Optimierung mit Minimierung der Kosten (Fall 1) gar keine Änderungen am System zulässig sind (siehe Ergebnis-Nr. 1). Die Betrachtung der Effizienzoptimierung mit Kosten- und Volumenänderung als Randbedingung ergibt den Optimierungsvektor Nr. 7.

Anhand dieses einfachen abstrahierten Beispiels können für nachfolgende Untersuchungen in der vorliegenden Arbeit bereits folgende Erkenntnisse gewonnen werden:

- Die Betrachtung der Kosten ist wichtig, um die Lücke zwischen industrieller Produktentwicklung und akademischer Betrachtung zu schließen. Eine zu starke Bewertung der Kosten schränkt jedoch den Lösungsraum zu stark ein. Die Kosten sollten als Randbedingung, nicht aber als Zielgröße in der Optimierung der Systeme im akademischen Bereich genutzt werden.
- Je nach Definition des Gütekriteriums sind stark unterschiedliche Ergebnisse möglich. Eine überlegte und sinnvolle Definition des Gütekriteriums ist Voraussetzung für sinnvolle Ergebnisse.

- Anhand des Beispiels konnte gezeigt werden, dass der Lösungsraum bzw. die optimale Lösung selbst für ein Beispiel mit 3 Optimierungsvariablen nicht durch eine intuitive Entscheidung direkt gefunden werden kann.
- $2^i$  Kombinationen an möglichen Lösungsvektoren und zusätzliche Randbedingungen machen einen Optimierungsalgorithmus notwendig.

## 1.3 Zielsetzung und Aufbau der Arbeit

Aus der im Kapitel 1.1.2 analysierten Marktentwicklung, den Markterfordernissen und Handlungsempfehlungen ergibt sich als Ziel für die vorliegende Arbeit die Entwicklung eines Werkzeugs zur Simulation, Bewertung und Optimierung der Leistungselektronik im Automobil. Im Detail soll die vorliegende Arbeit dabei folgende Punkte zur Lösung der Probleme im Entwicklungsprozess abdecken:

- Analyse zum Stand der Technik
- Untersuchung von Systemen auf Basis von gedruckten Leiterplatten (Abk. PCB<sup>3</sup>)
- Ausarbeitung relevanter DC-AC- bzw. DC-DC-Wandlertopologien
- Bauelementevorauswahl (Prozessablauf)
- Bewertung und Optimierung des Kommutierungskreises in Abhängigkeit vom PCB-Aufbau und -Layout
- Simulationskern zur Bestimmung der Bauteile-Verlustleistungen und der Systemeffizienz - Ermittlung von Einflussgrößen (Systemverständnis)
- Modell zur Bestimmung der Bauelementetemperatur in Abhängigkeit verschiedener Lastprofile
- Lebensdauerberechnung von Elektrolytkondensatoren
- Entwicklung einer Datenbasis für die jeweiligen Modelle, insbesondere für die passiven und aktiven Komponenten der Leistungselektronik (ohne Ansteuerung/Regelung)
- Methodik zur optimalen Komponentenauswahl
- Verifikation der Ergebnisse an Referenzsystemen

Aufgrund der vielen unterschiedlichen Randbedingungen und Anforderungen spezieller Systemlösungen soll in dieser Arbeit kein optimierter Antrieb oder DC-DC-Wandler entstehen. Die Ergebnisse wären zu spezifisch und werden im industriellen Bereich durch die Systemkosten bestimmt. Für die akademische Forschung ist dieser Fakt die größte Unbekannte. Um die Ergebnisse und die Leistungsfähigkeit der entwickelten Methodiken darzustellen und zu erproben, werden verschiedene Fallbeispiele zur Lösung von Problemen im Entwicklungsprozess aufgezeigt. Im Vordergrund der Untersuchungen steht dabei die Erhöhung der Integrationsdichte des Gesamtsystems.

Ein weiteres Ziel ist der Ergebnisabgleich der verwendeten Rechenmethoden mit Messergebnissen eines Beispielsystems.

---

<sup>3</sup>Printed Circuit Board

Die Teilziele gliedern sich wie folgt in die einzelnen Abschnitte der Arbeit:

**Kapitel 2:** In Form einer Problemanalyse wird der Untersuchungsgegenstand mit den aktuellen typischen Anforderungen vorgestellt. Die Anforderungen werden auf Basis von bestehenden Referenzsystemen zu einem Ist-Stand zusammengefasst. Durch den darauf folgenden Topologievergleich und die Recherche zum Stand der Technik werden Optimierungspotentiale und die weitere Vorgehensweise für die Arbeit herausgearbeitet. Aufgrund des hohen Entwicklungsstandards und der Technologievielzahl ist ein Schwerpunkt der Arbeit die Ausarbeitung und Bewertung der wichtigsten Technologien.

**Kapitel 3 und 4:** Es werden die theoretischen Grundlagen für den Antriebsumrichter und den vorher ausgewählten DC-DC-Wandler ausgearbeitet. Diese bilden die Basis für die nachfolgende Gesamtsystemmodellierung. Ein großer Schwerpunkt wird hier auf die verschiedenen Ansteuerverfahren und die analytische Bestimmung der Bauelementebelastung gelegt. Ein weiterer Abschnitt widmet sich der permanenten Synchronmaschine mit dem stationären Betriebsverhalten und der feldorientierten Regelung.

**Kapitel 5:** Nach der Grundlagenbeschreibung folgt der Kern der Arbeit - die Entwicklung der Prozesse zur Bauteilevorauswahl, Gesamtsystemsimulation und Optimierungsmethodik. Zunächst werden die Teilsystemmodelle für das mechanische, elektrische und thermische Systemverhalten des Antriebs bzw. des Bordnetzwandlers ermittelt. Anschließend erfolgt die Schaffung der Modelldatenbasis. Die Daten werden aus verfügbaren Datenblättern bzw. aus Messungen gewonnen. Zum Schluss des Kapitels wird die Vorgehensweise zur Optimierung des Systems hinsichtlich verschiedener Gütekenngößen (z.B. Effizienz, Leistungsdichte, Kosten) erarbeitet. Die kritische Analyse der Möglichkeiten und Grenzen der vorgestellten Methodik ist ebenfalls dargestellt.

**Kapitel 6 und 7:** Es werden Ergebnisse für den vorgestellten Referenzdemonstrator simuliert und gemessen. Dadurch folgt der Abgleich bzw. die Plausibilisierung der Simulationsergebnisse. Nachfolgend werden Fallbeispiele zur Entwicklung und Optimierung der Integrationsdichte von Antriebssystemen und DC-DC-Wandlern vorgestellt.

**Kapitel 8:** Im letzten Kapitel erfolgt die Verallgemeinerung der erzielten Ergebnisse. Nach einer kurzen Zusammenfassung der wesentlichen Ergebnisse dieser Arbeit werden sich ergebende wissenschaftliche Fragestellungen für fortführende Arbeiten herausgearbeitet.

# Analyse der systemtechnischen Anforderungen

---

Die nachfolgende umfassende Analyse der systemtechnischen Anforderungen entstand durch die Mitarbeit an verschiedenen praktischen Forschungs- und Entwicklungsprojekten. Ziel des Kapitels ist es, einen umfassenden Überblick der Herausforderungen sowohl aus Systemsicht als auch auf der Komponentenebene zu erarbeiten und zu vermitteln. Aus den Erkenntnissen werden Optimierungspotentiale und der Handlungsbedarf für die weitere Vorgehensweise abgeleitet.

## 2.1 Untersuchungsgegenstand

### 2.1.1 Antriebsstrang

Im Fokus der Arbeit steht ein klassischer Antriebsstrang mit einer elektrischen Antriebsmaschine, ausgeführt als permanenterregte Synchronmaschine (Abk. PESM) und einem Antriebsumrichter. Der Systemaufbau ist in Abbildung 2.1 dargestellt und besteht im Wesentlichen aus einer Spannungsversorgung, einem Umrichter mit Treiber- und Schutzbeschaltung, einem Regelsystem inklusive Messsensorik und einer Antriebsmaschine. Die Spannungsversorgung ist im Falle einer Anwendung im Kraftfahrzeug als Li-Ion- (z.B. 48 V) oder Bleibatterie (z.B. 12 V) ausgeführt und ist über ein entsprechendes Bordnetz angekoppelt. Die Ansteuerung der dreiphasigen permanenterregten Synchronmaschine erfolgt über den Leistungsumrichter. Dieser steuert den gesamten Leistungsfluss im System und den sich einstellenden elektrischen/magnetischen Arbeitspunkt. Der Umrichter ist als sogenannte B6-Brücke mit sechs Leitungsschaltern und einem Zwischenkreiskondensator ausgeführt. Die Leistungsschalter können z.B. mit MOSFETs in Parallelschaltung ausgeführt sein. Der Umrichter arbeitet dabei im hart schaltenden Betrieb, d.h. es wird kein entlastendes Schalten erreicht. Der Zwischenkreiskondensator  $C_{ZK}$  und seine richtige Dimensio-

nierung bzw. Anbindung an die B6-Brücke ist besonders wichtig. Er übernimmt folgende Aufgaben:

- Filterung von Pulsströmen vom Bordnetz (möglichst geringer Spannungsabfall über  $L_{BN}$ )
- Spannungseinprägung an der B6-Brücke - Aufnahme/Abgabe der Kommutierungsströme des Schalternetzwerks → niederinduktive Anbindung
- Bereitstellen der magnetischen Blindleistung

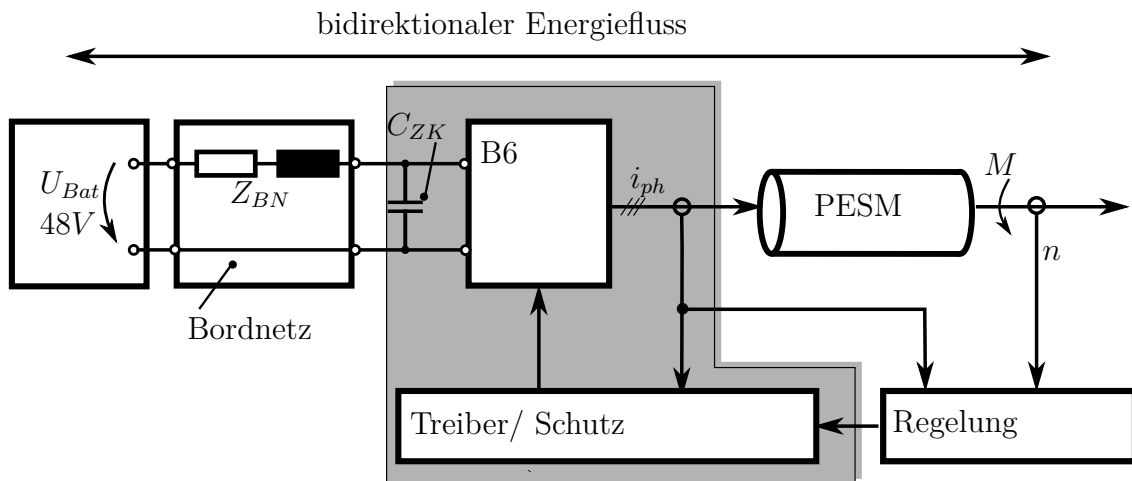


Abbildung 2.1: Prinzipschaltbild des Antriebsstranges

Für die Regelung des Systems werden Zustandsgrößen wie z.B. die Phasenströme  $i_{ph}$ , die Zwischenkreisspannung  $u_{ZK}$ , die Drehzahl  $n$ , bzw. der Drehwinkel  $\gamma$  durch eine entsprechende Sensorik erfasst, mit zugehörigen Sollwerten verglichen und verarbeitet. Ziel einer solchen Regelung ist die robuste Einstellung des mechanischen Arbeitspunktes unter der Voraussetzung einer möglichst minimalen Bordnetzbelastung. Am Ausgang des Reglers sitzt eine Treiberlogik zur Bildung von potentialgetrennten Schaltimpulsen für die Leistungsschalter sowie zur direkten Fehlerbehandlung. Damit ist eine logische Hardware-Struktur zur Minimierung der Verarbeitungszeit von kritischen Signalen vorhanden.

Das dargestellte System kann einen bidirektionalen Energiefluss bereitstellen. Durch eine positive Energieeinspeisung wird das mechanische System beschleunigt und die Energie aus der Batterie entnommen. Durch negative Energieeinspeisung wird das mechanische System abgebremst. Die Energie wird wiedergewonnen und in die Batterie zurückgespeist (Rekuperation).

In den nachfolgenden Untersuchungen wird vornehmlich die Hardware-Auslegung und Optimierung des Umrichters untersucht. Es werden die grau hinterlegten Komponenten betrachtet. Für Auslegungsbeispiele und Systemoptimierungen wird immer wieder auf die Parameter des Referenzsystems zurückgegriffen.

### 2.1.2 Bordnetz DC-DC-Wandler

Die Hauptfunktionalität des DC-DC-Wandlers im 12 V/48 V-Bordnetz ist der bidirektionale Energiefluss. Je nach Zustand des Systems arbeitet der Konverter im Hochsetzbetrieb d.h. Energiefluss vom 12 V-System auf das 48 V-System oder im Tiefsetzbetrieb d.h. Energiefluss vom 48 V-System auf das 12 V-System. Die Energieflussrichtung wird von einem überlagerten Energiemanagementsystem oder im einfachsten Fall durch die Spannungsunterschiede beim Entladen/Laden der jeweiligen Batterien bestimmt. Im zweiten Fall spricht man auch von der Funktion als DC-Transformator. Der prinzipielle Aufbau eines typischen DC-DC-Wandlers für diese Anwendung ist in Abbildung 2.2 dargestellt. Die Schaltung besteht typischerweise aus Eingangs- und Ausgangsfiltern, aktiven Schalternetzwerken und einem Energieübertrager (HF-Transformator) im Falle eines potentialgetrennten Wandlers. Wird statt des Transformators ein Zwischenspeicher ( $L$  oder  $C$ ) genutzt, ist keine galvanische Trennung realisierbar. Zur Ansteuerung und Schutz der Leistungsschalter dient eine Treiber- und Schutzeinheit. Die Regelung wird typischerweise durch einen Mikrorechner mit entsprechender Stromsensorik und Spannungsmessung realisiert. Für die folgenden Ausführungen wird die Leistungselektronik und die Auswahl bzw. Optimierung der Hardware-Komponenten (siehe graue Markierung in Abbildung 2.2) von Wandlern mit und ohne galvanischer Trennung betrachtet. Galvanisch getrennte Konverter werden bevorzugt. Durch die Potentialtrennung können keine Masseströme durch Potentialverschiebungen entstehen. Je nach Ausführungsform der Schalternetzwerke mit zusätzlichen Entlastungs-/Resonanznetzwerken kann der Konverter im entlastend schaltenden Betrieb oder im resonanten Betrieb arbeiten. Dadurch entstehen geringere Schaltverluste und eine erhöhte Effizienz. Der Leistungsbereich der betrachteten Systeme soll zwischen minimal 1 kW und maximal 6 kW liegen.

## 2.2 Anforderungen an eine Fahrzeugelektronik

### 2.2.1 Konstruktive Anforderungen

Ein weiteres Problem bzw. Anforderung an die Elektronik im Fahrzeug sind die bereits erwähnten hohen vorherrschenden Temperaturen an den Einsatzorten der Elektroniken. Typische Temperaturen im Fahrzeug sowie die Maximaltemperaturen der Bauelemente sind in Abbildung 2.3 dargestellt. Es wird ersichtlich, dass im Bereich des Motorraums vor allem das thermische Management für die passiven Bauteile eine große Herausforderung darstellt. Typischerweise wird ein Umgebungstemperaturbereich von 90 °C bis 120 °C gefordert. Um diese Vorgabe zu bewältigen müssen entweder Sondertechnologien für die passiven Bauelemente, ein besonderes thermisches Management sowie ein gutes konstruktives Design zur Realisierung dieser Aufgabe entwickelt werden.

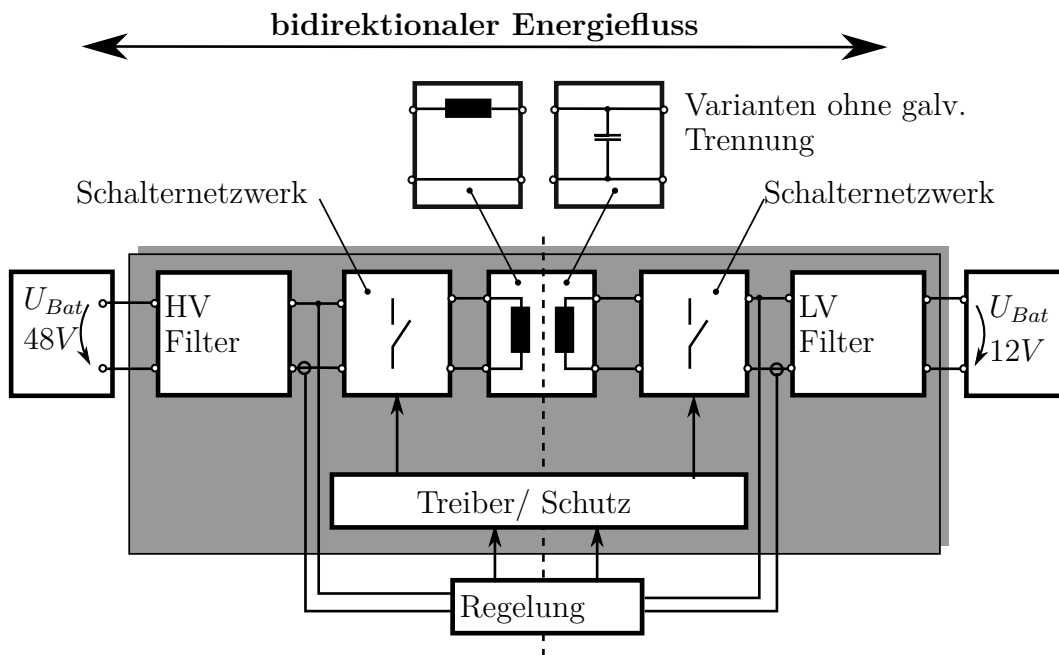
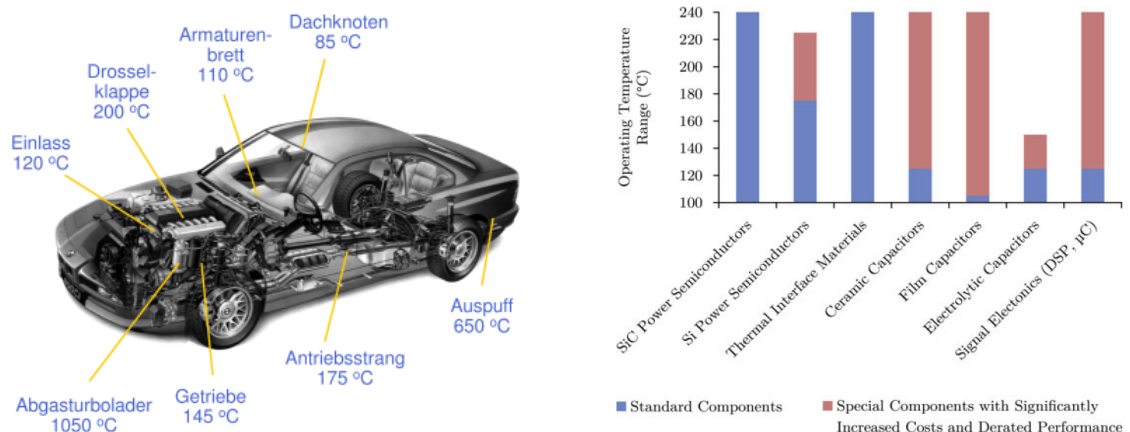


Abbildung 2.2: Darstellung des bidirektionalen Bordnetzwandlers mit oder ohne Potentialtrennung



Quelle: links:[1], rechts: [4]

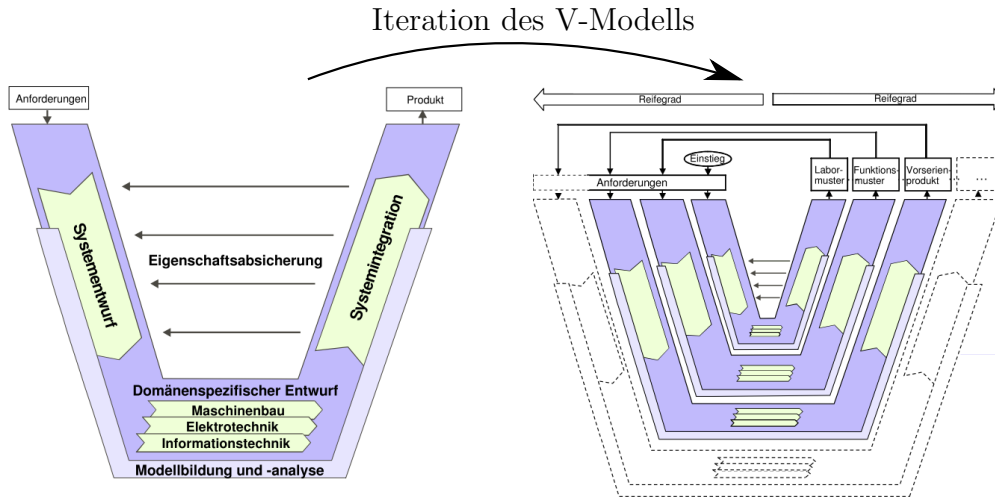
Abbildung 2.3: Temperaturen im Fahrzeug (links) und maximale Bauteile Temperaturen (rechts)

Eine Bestimmung der Zuverlässigkeit und Lebensdauer der Bauelemente über die hohen Betriebstemperaturen ist ebenfalls notwendig.

In Abhängigkeit vom Einsatzort des mechatronischen Systems ist der Bauraum beschränkt bzw. fest vorgegeben. Aus diesem Grund ist ein systematischer Entwurf mit einer Verkopplung zwischen elektrischem, mechanischem und thermischem Design notwendig. Eine typische iterative Vorgehensweise ist in Abbildung 2.4 in Anlehnung an das V-Modell gemäß Richtlinie VDI 2206 dargestellt. Dieses wird in mehreren Zyklen durchlaufen, bis die gewünschte Produktreife erreicht ist. Die ersten Zyklen-durchläufe können durch eine gute Modellbildung am Rechner durchlaufen werden.



Dadurch erreicht man bereits mit dem ersten Prototypen des Systems eine gute Produktreife für erste Tests und Optimierungen.



Quelle: in Anlehnung an [5]

Abbildung 2.4: Entwicklung von mechatronischen Systemen gemäß V-Modell nach Richtlinie VDI 2206

## 2.2.2 Gütekenngößen

Für leistungselektronische Systeme spielen neben funktionellen und mechanischen Anforderungen folgende Gütekenngößen eine große Rolle:

$$1. \text{ Wirkungsgrad: } \eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} \quad (2.1)$$

$$2. \text{ Leistungsdichte: } \rho = \frac{P_{out}}{V_{sys}} \quad (2.2)$$

$$3. \text{ Leistungsgewicht: } \gamma = \frac{P_{out}}{m_{sys}} \quad (2.3)$$

$$4. \text{ Spezifische Kosten: } \sigma = \frac{P_{out}}{K_{sys}} \quad (2.4)$$

Die quantitative Bewertung eines Systems und die Vergleichbarkeit verschiedener Systeme ist damit gegeben.

## 2.2.3 Grenzbelastungen und Lastprofile

Für die Auslegung des Antriebssystems bzw. DC-DC-Wandlers reichen die Vorgaben für Effizienz, Leistungsdichte, Leistungsgewicht und Umgebungstemperatur nicht aus. Einerseits können die Komponenten des Systems durch die Grenzbelastung am Nenn- oder am Spitzenlastarbeitspunkt ausgelegt werden. Die Bauelementebelastungen dürfen für eine definierte Mindestdauer nicht zur Zerstörung des Systems führen.

Eine alleinige Betrachtung des Nenn- oder Grenzarbeitspunktes kann jedoch trotzdem zu einem über- oder sogar unterdimensionierten System führen. Hierfür können folgende Beispiele angebracht werden:

- die maximale Belastung eines Bauelements tritt nicht am gewählten Grenzarbeitspunkt auf
- das Bauelement ist überdimensioniert, da der Grenzarbeitspunkt nur in seltenen Fällen auftritt, die Lebensdauer aber nach diesem Arbeitspunkt ausgelegt wurde
- das System ist thermisch überdimensioniert, da der angenommene thermische Maximalwert nicht mit dem Lastprofil übereinstimmt.

Daher ist für die Auslegung ein Lastprofil, wie z.B. in den Abbildungen 2.5 bzw. 2.6 dargestellt, notwendig. Der Belastungszyklus gemäß Abbildung 2.5 ist typisch für einen Hochdrehzahlantrieb. Zunächst wird das System mit dem max. Drehmoment beschleunigt. Nach Erreichen der Solldrehzahl liegt das Lastmoment an. Anschließend wird das System wieder abgebremst. Für DC-DC-Wandler werden Lastprofile typischerweise durch Arbeitspunkte und deren Aufttrittshäufigkeit definiert.

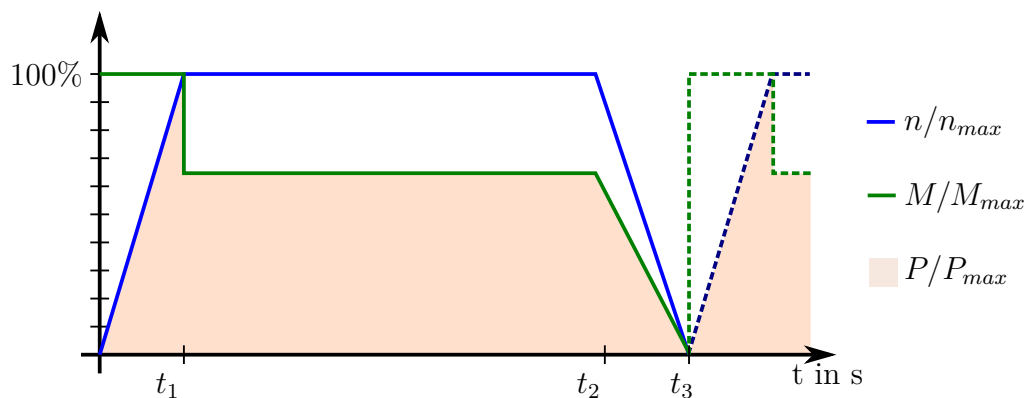


Abbildung 2.5: Lastzyklus für das Beispiel eines elektrischen Hochdrehzahlantriebs

Ein weiteres Beispiel ist der theoretische Fahrzyklus „Neuer Europäischer Fahrzyklus (Abk. NEFZ)“. Dieser wurde im Zuge der Verbrauchs- und Abgasnormen in Europa 1992 eingeführt. Der Fahrzyklus lässt sich auch für die Auslegung von Elektrofahrzeugen nutzen. Der NEFZ setzt sich aus den 4 Teilfahrzyklen für Stadtfahrt (Abk. ECE-15) und einem Teilzyklus für Überlandfahrt (Abk. EUDC) zusammen. In Abbildung 2.6 wird dieser mit einem gemessenem Fahrzyklus (Abk. FZ1<sup>1</sup>) verglichen [6]. Es wird ersichtlich, dass der gemessene Fahrzyklus einen wesentlich sprunghafteren Verlauf aufweist. Die Untersuchung des NEFZ hingegen lässt eine gute Interpretation der Ergebnisse zu. Daher werden in den nachfolgenden Untersuchungen die Ergebnisse zur Auslegung und Optimierung des Systems für beide Fahrzyklen verglichen. In Abbildung 2.6 sind ebenfalls die Leistungsprofile für ein Kleinfahrzeug mit den Arbeitspunktverteilungen dargestellt.

<sup>1</sup>Die Messung dieses Fahrzyklus erfolgte an der TU Ilmenau im Rahmen des Projektes „eMobil“ im Thüringer Innovationszentrum Mobilität

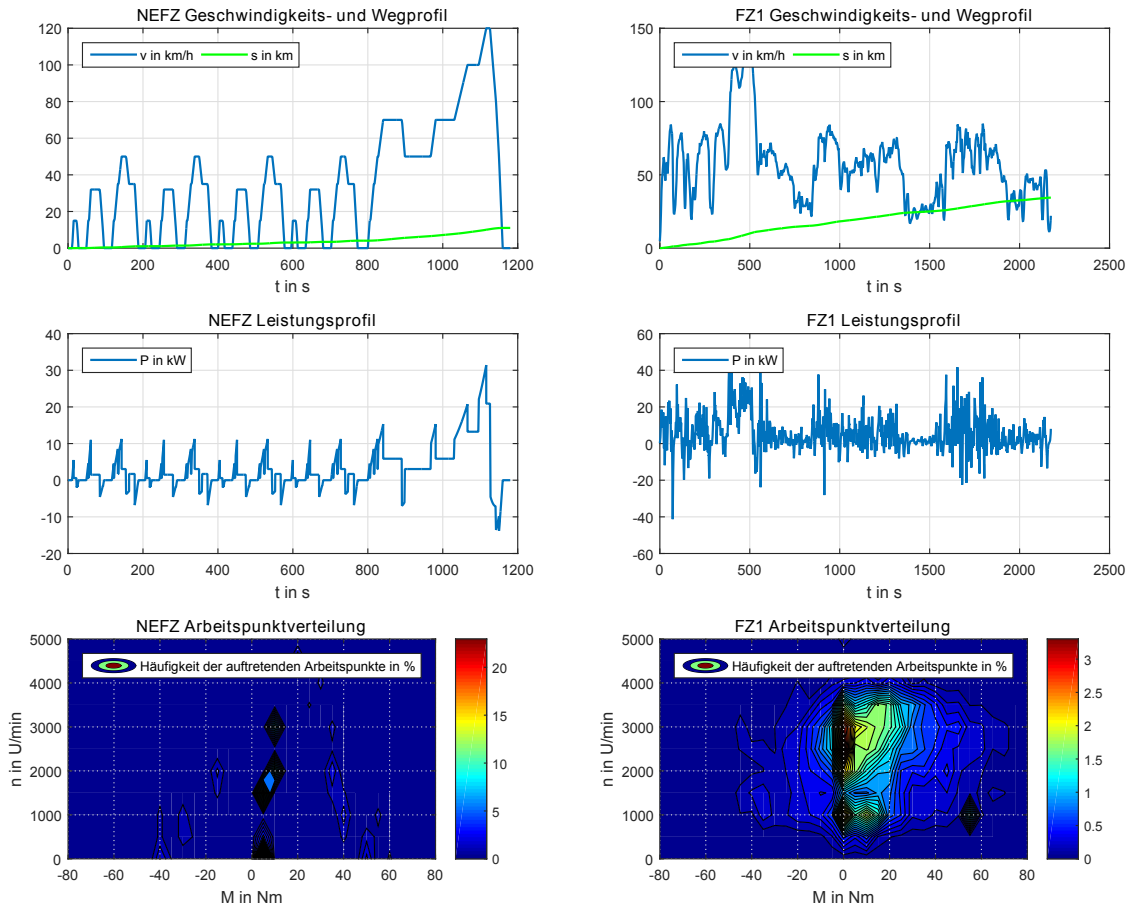
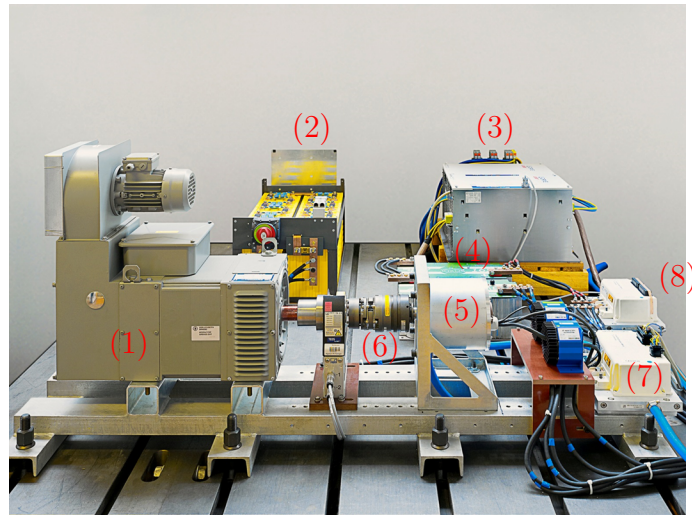


Abbildung 2.6: Fahrzyklen, Leistungsprofile und Arbeitspunktverteilungen, berechnet für ein elektrisches Kleinfahrzeug mit folgenden Daten:  $m_{sys} = 900 \text{ kg}$ ,  $P_{mech} = 25 \text{ kW}$ ,  $v_{nenn} = 60 \text{ km/h}$ ,  $n_{nenn} = 3000 \text{ U/min}$ ,  $v_{max} = 120 \text{ km/h}$ ,  $n_{max} = 6000 \text{ U/min}$ ,  $M_{max} = 80 \text{ Nm}$ ; Daten der Fahrzyklen entnommen aus [6]

## 2.3 Ist-Stand Analyse an Beispielsystemen

### 2.3.1 Demonstrator eines elektrischen Antriebs

In Abbildung 2.7 ist der Versuchsstand für den elektrischen Antrieb eines Kleinfahrzeuges dargestellt. Die Hauptkomponenten sind die Batterie (2), der Umrichter (7) und die permanenterrege Synchronmaschine (5). Zur Simulation der Last dient der netzgespeiste Umrichter (3) und die Asynchronmaschine (1). Ein weiterer Bestandteil ist ein Superkondensator-Kurzzeitenergiespeicher (4), welcher mit einem DC-DC-Wandler an den Zwischenkreis des Systems angekoppelt ist. Zur Bestimmung der tatsächlich anliegenden Last ist die Kopplung zwischen Antriebsmaschine und Lastmaschine mit einer Drehmomentmesswelle (6) ausgeführt. Als Umrichter bzw. DC-DC-Wandler kommt ein Semikron „SKAI-LV-Modul“ zum Einsatz. Dieses Modul beinhaltet sowohl die Leistungselektronik als auch die Regelungs-, Ansteuer-



Quelle: [7]

Abbildung 2.7: Versuchsstand für einen 25 kW Niedervolt-Antriebsstrang: (1) Lastmaschine, (2) Li-Ion Batterie, (3) Umrichter der Lastmaschine, (4) Superkondensator, (5) Antriebsmaschine, (6) Drehmomentmesswelle, (7) Antriebsumrichter, (8) DC-DC-Wandler für Anbindung des Superkondensators

und Schutzeinheit sowie die notwendige Hilfsstromversorgung. Wichtige Daten des Umrichters bzw. des Antriebsstranges sind in Tabelle 2.1 zusammengefasst. Die Ergebnisse der Wirkungsgradmessungen sind in Abbildung 2.8 (oben) dargestellt<sup>2</sup>. Es wird ersichtlich, dass das System die größte Effizienz bei 3000 U/min im mittleren Drehmomentbereich (20 Nm bis 50 Nm) aufweist. Für größere Drehzahlen wird der Wirkungsgrad des Systems schlechter, da mit der gegebenen niedrigen Zwischenkreisspannung ein Feldschwächstrom zum Betrieb des Systems eingestellt werden muss (vgl. Kapitel 4.2.2). Für niedrigere Drehzahlen wird der Wirkungsgrad aufgrund des größeren Verhältnisses zwischen Phasenstrom und umgesetzter Leistung schlechter. In Abbildung 2.8 (mitte) und (unten) sieht man das Wirkungsgradgebirge und die eingezeichneten Arbeitspunkte der Fahrzyklen. Die größte Häufigkeit der Arbeitspunkte des FZ1 liegt im Effizienzoptimum des Systems. Außerdem ist ersichtlich, dass im FZ1 viele verschiedene Arbeitspunkte angesteuert werden, während im NEFZ einzelne Arbeitspunkte häufiger angesteuert werden. Die Arbeitspunkte im NEFZ hingegen sind auch häufig in Bereichen geringerer Effizienz.

Die Überschreitung des maximalen Drehmoments des Antriebssystems im FZ1 liegt daran, dass der Fahrzyklus mit einem Kraftfahrzeug größerer Leistung aufgenommen wurde. Für die nachfolgende Berechnung des Gesamtwirkungsgrades wurde der entsprechende Wirkungsgrad für größere Leistungen aus den Messkurven extrapoliert. Eine Rechnung mit begrenzter Leistung ist an dieser Stelle nicht sinnvoll.

<sup>2</sup>reale Messwerte bis 3500 U/min, Werte für größere Drehzahlen wurden durch parametrisiertes Simulationsmodell ermittelt, Grund: Eine stabile Regelung war durch unsymmetrische Phasenströme der Maschine für große Drehzahlen nicht mehr möglich

Tabelle 2.1: Parameter des Umrichters und des Demonstrators

Parameter	Daten
Topologie Umrichter	B6-Brücke/3 Halbbrücken
Strangzahl	3
Windungen pro Spule	1
Nennspannung	48 V (max. 72 V)
Nennstrom	350 A (max. 600 A für 180 Sek.)
Nennleistung	16,8 kW (max. 28,8 kW für 180 Sek.)
Temperaturbereich	-40 °C bis 55 °C
Drehzahlbereich	0 - 7000 U/min
Nenn Drehzahl	3000 U/min
Nennmoment	80 Nm
Volumen Umrichter	11,8 dm <sup>3</sup>
Leistungsdichte Umrichter	1,4 kW/l
Volumen Motor	5,1 dm <sup>3</sup>
Leistungsdichte Motor	4,9 kW/l
Leistungsdichte Antrieb	1 kW/l (Rechnung für 16,8 kW )
Schalter	7 MOSFETs IBP025N10N3 (2,5 mΩ, 100 V) parallel pro Schalter
Zwischenkreis	13 x Nichicon 1mF UHE-Serie (105°C, $I_{ripple} = 65A$ , $ESR = 45m\Omega$ )
AVT	DCB
Kühlung	Wasserkühlung
$\eta_{ges}$ für FZ1	85 %
$\eta_{ges}$ für NEFZ	81 %

Wenn die entsprechende Beschleunigung nicht erreicht werden kann, entsteht auch ein völlig anderes Geschwindigkeits-Zeit-Profil. Die Berechnung des mittleren Wirkungsgrades über den Fahrzyklus wurde gemäß Abbildung 2.9 durchgeführt. Mithilfe des aufgenommenen Fahrzyklus wurde, ausgehend von den Fahrzeugdaten und dem dynamischen Fahrzeugmodell, das Drehzahl/Drehmoment-Profil bestimmt. Die mathematische Beschreibung des Fahrzeugmodells ist in [6] zu finden. Die Gesamtsystemeffizienz im Arbeitspunkt wird mithilfe einer Vergleichstabelle (Abk. LUT<sup>3</sup>) bestimmt. Die Datenbasis für die LUT ist die Demonstratormessung. Aus nachfolgender Leistungs- bzw. Energieberechnung wird die mittlere Effizienz über das Gesamtprofil gebildet. Die Ergebnisse sind ebenfalls in Tabelle 2.1 dargestellt. Die gemittelte Effizienz liegt deutlich unter dem Effizienzoptimum und ist stark abhängig vom Fahrzyklus.

In Abbildung 2.10 a) ist die Flächen- und Volumenaufteilung der Komponenten des Umrichters dargestellt. Der größte flächenmäßige Anteil wird durch die MOSFETs und die Treiberelektronik inklusive Regelung eingenommen. Der größte Anteil des Bauvolumens wird durch den Zwischenkreiskondensator bestimmt. Abbildung 2.10 b) veranschaulicht die Verlustleistungsaufteilung im Antriebssystem an verschiedenen Arbeitspunkten. Der Umrichter und die Maschine haben in beiden Arbeitspunkten eine etwa gleich große Verlustleistung. Besonders auffällig ist auch die große Verlustleistung durch die Aufbau- und Verbindungstechnik, welche aus diesem Grund besonders in Betracht zu ziehen ist.

<sup>3</sup>Look-Up-Table

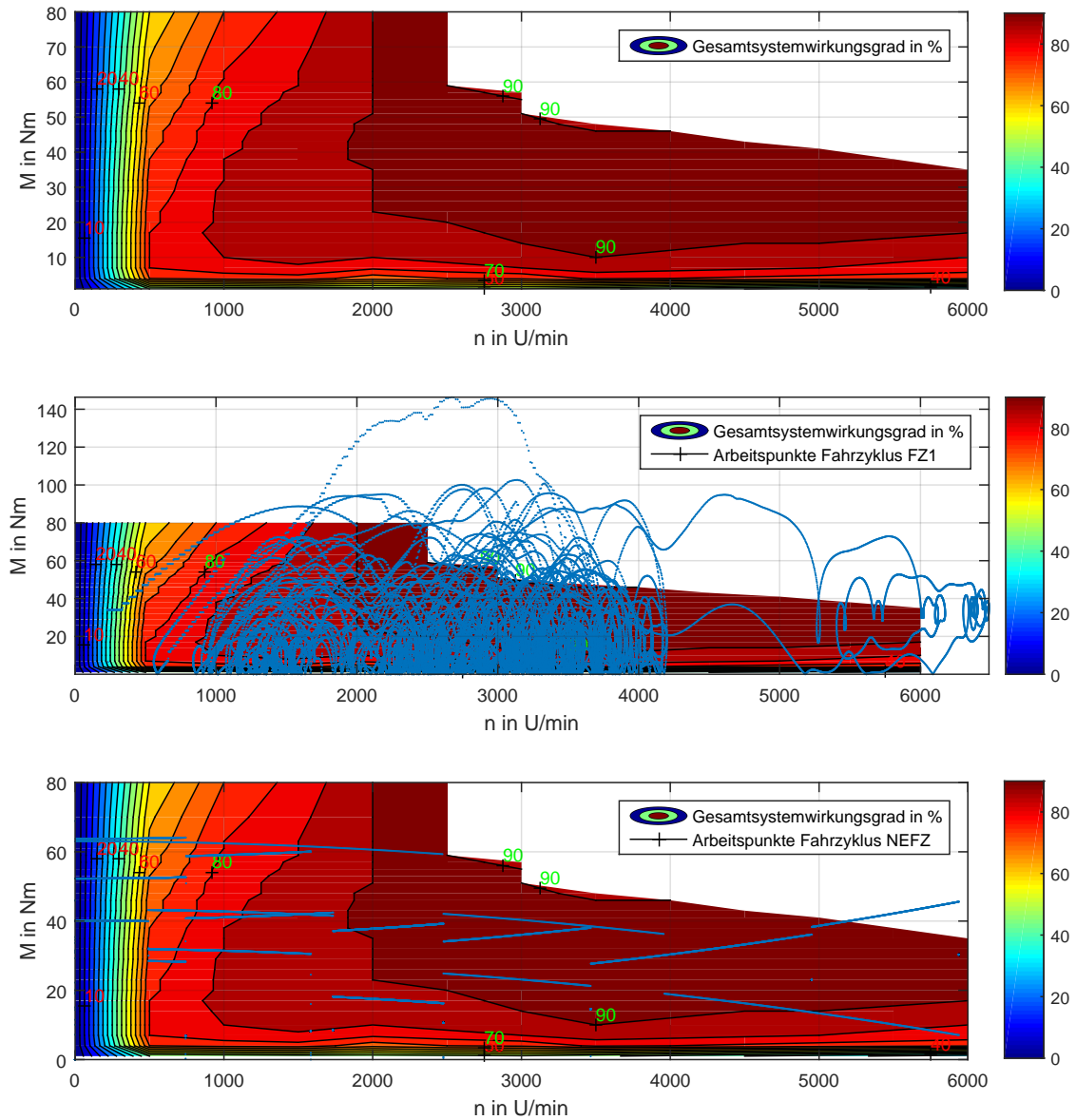


Abbildung 2.8: Ergebnisse der Wirkungsgradmessung des Antriebsstranges: oben: Wirkungsgradgebirge, mitte: Wirkungsgradgebirge mit Darstellung der Arbeitspunkthäufigkeiten des Fahrzyklus FZ1, unten: Wirkungsgradgebirge mit Darstellung der Arbeitspunkthäufigkeiten des Fahrzyklus NEFZ; Arbeitspunkte außerhalb des Wirkungsgradgebirges sind mit dem bestehenden Antrieb nicht möglich - der FZ1 wurde mit einem Fahrzeug größerer Leistung aufgenommen; die Aufnahme der Datenbasis für die Effizienz erfolgte in [8]

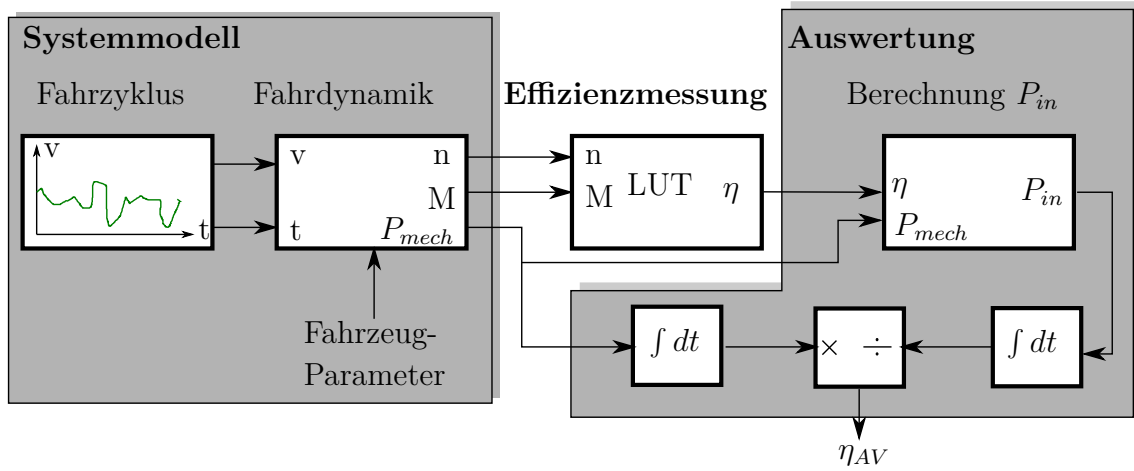
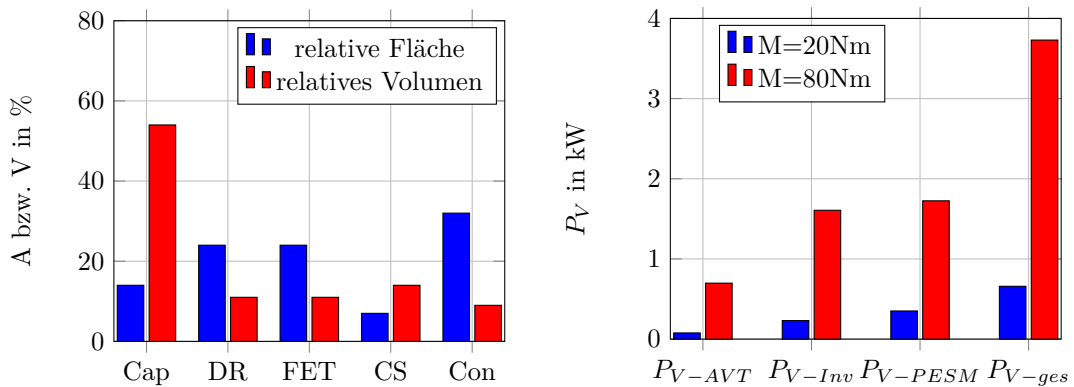


Abbildung 2.9: Blockschaftbild für die Effizienzbestimmung des Gesamtsystems über einen Fahrzyklus, LUT - Vergleichstabelle



(a) Flächen- und Volumenverteilung des untersuchten Semikron „SKAI-LV-Moduls“: Cap - Zwischenkreiskondensator, DR - Leistungstreiber, FET - DCB inklusive Halbleiter, CS - Stromsensorik, Con - Mikrocontroller und Versorgungseinheit

(b) Verlustleistungsverteilung des Antriebssystems für  $n = 3000$  U/min und einer Batteriespannung von 48 V:  $P_{V-AVT}$  - Verbindungselemente,  $P_{V-Inv}$  - Umrichter,  $P_{V-PESM}$  - Maschine,  $P_{V-ges}$  - Gesamtverluste

Abbildung 2.10: Untersuchung des Antriebssystems hinsichtlich der Verlustleistungsaufteilung, sowie der Flächen- und Volumenaufteilung der Komponenten im Umrichter



### 2.3.2 Demonstrator eines DC-DC-Wandlers

Der zweite untersuchte Demonstrator ist ein bidirektionaler Bordnetzwan- dler mit den technischen Daten gemäß Tabelle 2.2. Dieser ist für einen weiten Eingangsspan- nungsbereich von 12 V bis 45 V und eine Ausgangsspannung von wahlweise 24 V oder 48 V ausgelegt. Dadurch ist der Wandler in vielfältigen Bordnetzkonstellatio- nen bzw. auch als Wandler für eine Brennstoffzelle einsetzbar. Die Darstellung des Wandlers mit der Bezeichnung der einzelnen Komponenten ist in Abbildung 2.11 zu sehen. Es wird eine ähnliche Flächen- und Volumenaufteilung im Vergleich zum vorher untersuchten Umrichter (vgl. Abbildung 2.10 b) deutlich. Der größte Anteil des Bauvolumens geht auf die passiven Bauelemente (Ein-/Ausgangsdrosseln und Zwischenkreiskondensatoren) und die passive Kühlung zurück. Der größte Anteil der PCB-Fläche wird durch die Treiber-, Regelungs- und Schutzelektronik einge- nommen.

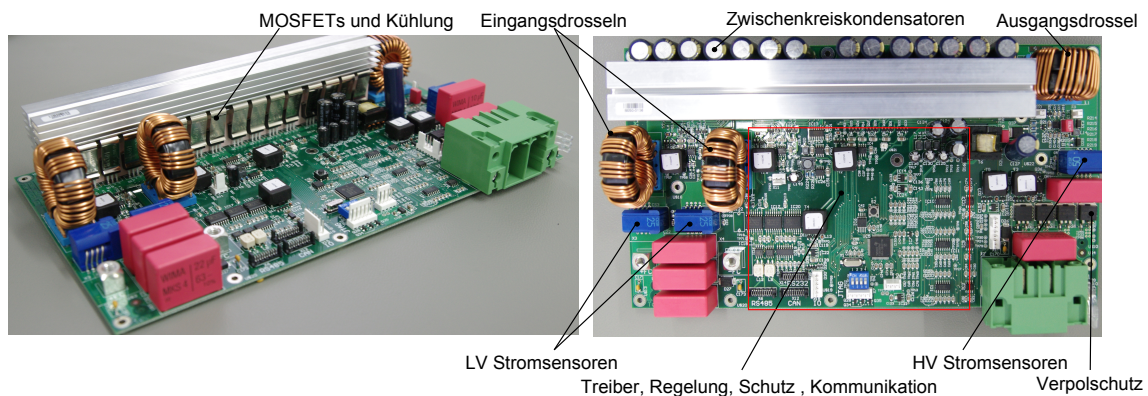


Abbildung 2.11: Demonstrator eines 12 V/48 V-Bordnetzwandlers mit Bezeichnung der wichtigen Komponenten

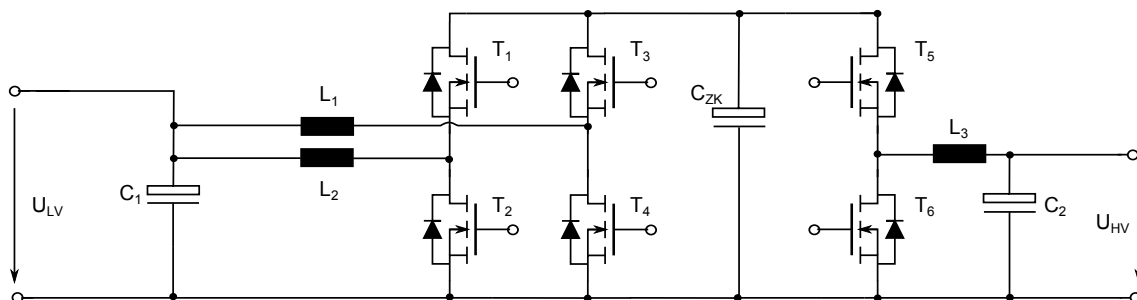


Abbildung 2.12: Grundsaltung des zweistufigen Boost-/Buck-Converters ohne Potentialtrennung

Die eingesetzte Topologie ist ein zweiphasiger Boost-Converter, kaskadiert mit ei- nem Buck-Converter (siehe Abbildung 2.12). Durch eine um  $180^\circ$  phasenverschobene Ansteuerung der Einzelphasen ergeben sich folgende Vorteile:



- Vergrößerung der magnetischen Aussteuerung  $\Delta B$  der Einzeldrossel  $\rightarrow$  Wicklungszahl  $n$  bzw. Größe des Kerns kann verringert werden
- reduzierte Strombelastung des Zwischenkreiskondensators
- reduzierte Verluste an den aktiven/passiven Bauelementen.

Tabelle 2.2: Parameter des DC-DC-Wandlers

Parameter	Daten
Topologie	Kaskadierter Hoch-/Tiefsetzsteller
Nennspannung (HV-Seite)	24 V/48 V
Nennstrom (HV-Seite)	25 A
Nennspannung (LV-Seite)	12 V - 45 V
Nennstrom (LV-Seite)	max. 100 A
Nennleistung	1,2 kW
Galvanische Trennung	Nein
Temperaturbereich	-10 °C bis 55 °C
Volumen	5,1 dm <sup>3</sup>
Leistungsdichte Umrichter	0,23 kW/l
Gewicht	2,5 kg
Schalter	MOSFETs IRFSL4010PBE (3,9 mΩ, 100 V)
Zwischenkreis	14 x Panasonic 0,22 mF EEU-FC2A22IL
Aufbau und Verbindungstechnik	PCB 4 Lagen à 75 μm
Kühlung	Luftkühlung
Mikrocontroller	Texas Instruments TMS320F28035
$\eta$	>95 %

In Abbildung 2.13 ist die Verlustleistungsbilanz des DC-DC-Wandlers dargestellt. Der größte Verlustanteil geht auf die Aufbau- und Verbindungstechnik (Einpresselemente und PCB) sowie auf die Magnetbauelemente zurück.

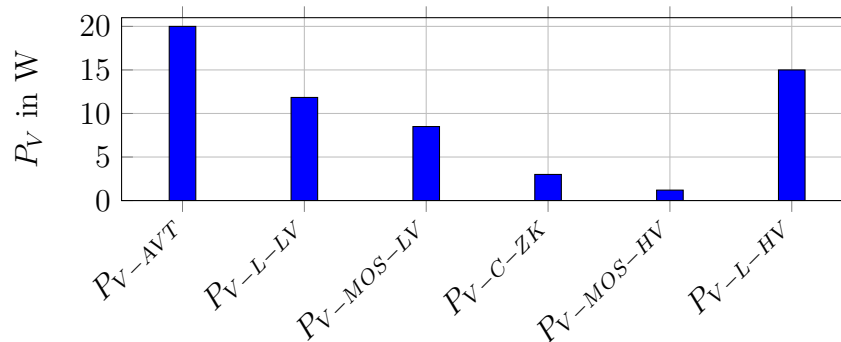


Abbildung 2.13: Simulative Untersuchung des DC-DC-Wandlers hinsichtlich der Verlustleistungsaufteilung bei 1,2 kW;  $U_{HV} = 48$  V;  $U_{LV} = 12$  V und  $I_{HV} = 25$  A; Nutzung des in [9] beschriebenen Werkzeugs zur Bestimmung der Verluste der Magnetbauelemente;  $P_{V-AVT}$  - Verluste Aufbau und Verbindungstechnik,  $P_{V-L-LV}$  - Verluste Drossel auf 12 V Seite,  $P_{V-MOS-LV}$  - Verluste MOSFETs auf 12 V Seite,  $P_{V-C-ZK}$  - Verluste Zwischenkreiskondensator,  $P_{V-MOS-HV}$  - Verluste MOSFETs auf 48 V Seite,  $P_{V-L-HV}$  - Verluste Drossel auf 48 V Seite

### 2.3.3 Bewertung der Ergebnisse

Folgende Erkenntnisse ergeben sich anhand der untersuchten Beispielsysteme:

- Der Wirkungsgrad  $\eta_{ges}$  des elektrischen Antriebs liegt je nach Arbeitspunkt oder Lastzyklus zwischen 80 % und 90 % , der Wirkungsgrad des DC-DC-Wandlers liegt im Nennarbeitspunkt bei 95 %.
- Der optimale Wirkungsgrad des Antriebs liegt im Bereich der Nenndrehzahl und bei niedrigen Drehmomenten  $M < 30 \text{ Nm}$ , der optimale Wirkungsgrad des DC-DC-Wandlers stellt sich bei einer Leistung von 500 W ein.
- Im Nennarbeitspunkt kommt ein großer Verlustanteil (  $> 20 \%$ ) durch die Aufbau- und Verbindungstechnik zustande.
- Die Leistungsdichte des Antriebs liegt bei ca. 1 kW/l, die des DC-DC-Wandlers bei 0,25 kW/l.
- Das größte Bauvolumen geht auf die passiven Bauelemente (Zwischenkreis-kondensator, Drosseln) zurück.
- Der Großteil der Baufläche wird durch die Treiber- und Regelungseinheit sowie die Leistungsschalter eingenommen.

Aus diesen Ergebnissen lässt sich der Optimierungsbedarf für die Systeme hinsichtlich folgender Kriterien zusammenfassen:

- Optimierung des Bauvolumens und der Integrationsdichte hin zu größeren Leistungsdichten; Zielgrößen: 2 kW/l für passiv gekühlte Systeme, 2 kW/l für Gesamtantrieb, 10 kW/l für aktiv gekühlten Umrichter
- Verbesserung der Aufbau und Verbindungstechnologien; Zielgrößen: niedriger Kontaktwiderstand im Bereich  $1...10 \mu\Omega$ , hohe Stromtragfähigkeit bis zu 700 A
- Ausnutzung der passiven Komponenten; Zielgrößen: Umgebungstemperatur  $> 90^\circ\text{C}$
- Auswahl und Ausnutzung der Kondensatoren; Zielgrößen: Energiedichte  $> 100 \mu\text{J}/\text{mm}^3$ , gute thermische Anbindung von Elektrolytkondensatoren mit  $R_{th-H-HS} < 5 \text{ K/W}$ , Lebensdauer typ. 9.000 h
- Untersuchungen verschiedener Topologien und Systemansätze: Variation von Systemparametern und Hauptkomponenten

## 2.4 Stand der Technik - Topologien, Technologien und ihre Grenzen

### 2.4.1 Umrichter - Topologievergleich und Auswahl

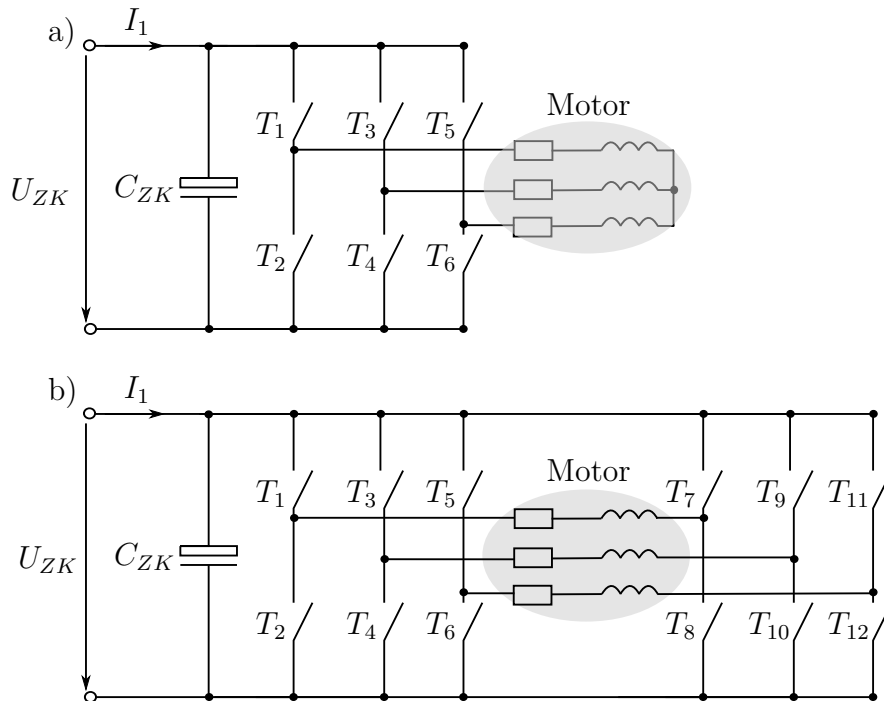


Abbildung 2.14: Darstellung zweier typischer Topologien in der Antriebstechnik:

- a) B6-Brücke - Motorwicklungen in Sternschaltung,
- b) dreifache H-Brücke - Motorwicklungen nicht verschalten

In der elektrischen Antriebstechnik sind verschiedene Topologien zur Ansteuerung der elektrischen Maschine möglich. Das klassische Konzept beruht auf der Ansteuerung der drei Phasen mittels B6-Brücke (siehe Abbildung 2.14 a) und einer Verschaltung der Wicklungen im Sternpunkt. Eine weitere Topologie nutzt die Verschaltung einzelner offener Maschinenwicklungen (ohne Sternpunkt) aus. Hier ist für die Ansteuerung einer Motorwicklung eine H-Brücke erforderlich (vgl. Abbildung 2.14 b). Eine Erweiterung dieser Schaltungen entsteht durch:

- das Ersetzen der Einzelschalter durch seriell kaskadierte Schalter, so dass Niederspannungsschalter mit besseren Durchlass- und Schaltverhalten für höhere Spannungen eingesetzt werden können
- das Ersetzen der Einzelschalter durch parallel kaskadierte Schalter, so dass Schalter mit kleineren Chips und besserem Schaltverhalten für höhere Ströme genutzt werden können
- die Seriell- oder Parallelkaskadierung der gesamten Schaltungen.

Seriell kaskadierte Schaltungen sind vor allem im Bereich der Hochvoltanwendungen vorteilhaft und erbringen im Niedervoltbereich keine Vorteile. Für nachfolgende Untersuchungen am Beispiel eines 48 V-Bordnetzes wird auf die Parallelkaskadierung der Schalter bzw. Schaltungen zurückgegriffen.

Im Folgenden sollen die beiden Topologien gemäß Abbildung 2.14 verglichen werden. Der größte Vorteil der dreifachen H-Brücke ist die größere mögliche Aussteuerung bzw. Ausgangsspannung um den Faktor  $\sqrt{3}$ . Dadurch können Phasenstrom sowie Durchlass- und Schaltverluste reduziert werden.

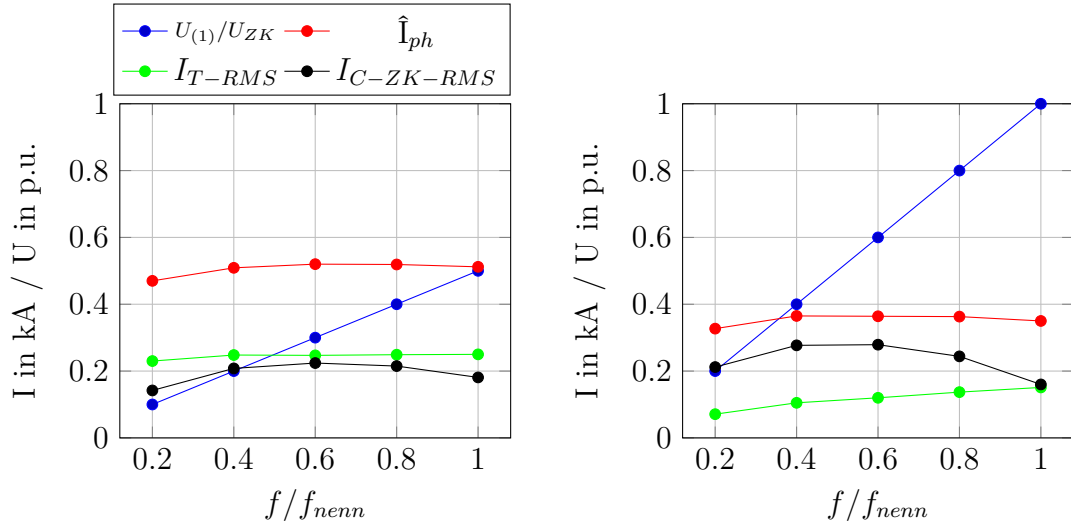
In den Veröffentlichungen [10] und [11] ist ein Vergleich der Konverter für eine Zwischenkreisspannung von 400 V und einer Ausgangsleistung von 46 kW bis 60 kW dargestellt. Es wurde gezeigt, dass die Verlustleistung durch den Einsatz der H-Brückenschaltung im Mittel über verschiedene untersuchte Fahrzyklen um etwa 1 % gegenüber der B6-Brücke gesenkt werden kann. Als Ursache ist hier der größere Aussteuerbereich zu nennen. In Abbildung 2.15 ist ein Simulationsergebnis für die 48 V Ebene bei einem möglichst konstantem Laststrom-Arbeitspunkt und unterschiedlichen Ausgangsleistungen dargestellt<sup>4</sup>. Es ist ersichtlich, dass zwar der Schalterstrombelastung in der H-Brückentopologie reduziert wird, der Strom des Zwischenkreis-kondensators  $I_{C-ZK-RMS}$  jedoch um den Faktor 1,25 größer ist als in der B6-Brücke. Eine größere Zwischenkreisbelastung bedeutet ein größeres Zwischenkreisvolumen.

Die um etwa 1% geringere Verlustleistung des H-Brücken-Umrichters steht dem deutlich größeren Ansteueraufwand, der vergrößerten Zwischenkreisbelastung und dem größeren THD des Phasenstroms sowie der größeren Drehmomentwelligkeit gegenüber [10].

Die Frage nach einer größtmöglichen Integrationsdichte lässt sich anhand zweier konkreter Prototypen gemäß Abbildung 2.16 bewerten. Der Ausgangsnennstrom beider Umrichter beträgt  $100 A_{RMS}$ . Ein Gesamtsystem besteht jeweils aus sechs der dargestellten Module. Der Aufbau der B6-Brücke hat gegenüber der H-Brücke eine etwas geringere Leistung, die Platinenfläche ist jedoch mit  $11.540 \text{ mm}^2$  inklusive Zwischenkreisplatine auch deutlich geringer als die der H-Brücke mit  $15.000 \text{ mm}^2$  ohne Treiberplatine. Das Zwischenkreisvolumen der B6-Brücke beträgt  $33.950 \text{ mm}^3$ , das Zwischenkreisvolumen der H-Brücken-Schaltung  $38.000 \text{ mm}^3$ . Alles in allem kann mit beiden Umrichtern eine Leistungsdichte in gleicher Größenordnung erzielt werden. In folgenden Untersuchungen wird daher die B6-Brückentopologie weiterhin als bevorzugte Umrichtertopologie gewählt. Diese wird aufgrund ihrer Einfachheit in den häufigsten Antriebsapplikationen eingesetzt und hat im Ergebnis der Topologie-Analyse keine signifikanten Nachteile gegenüber der H-Brückentopologie.

---

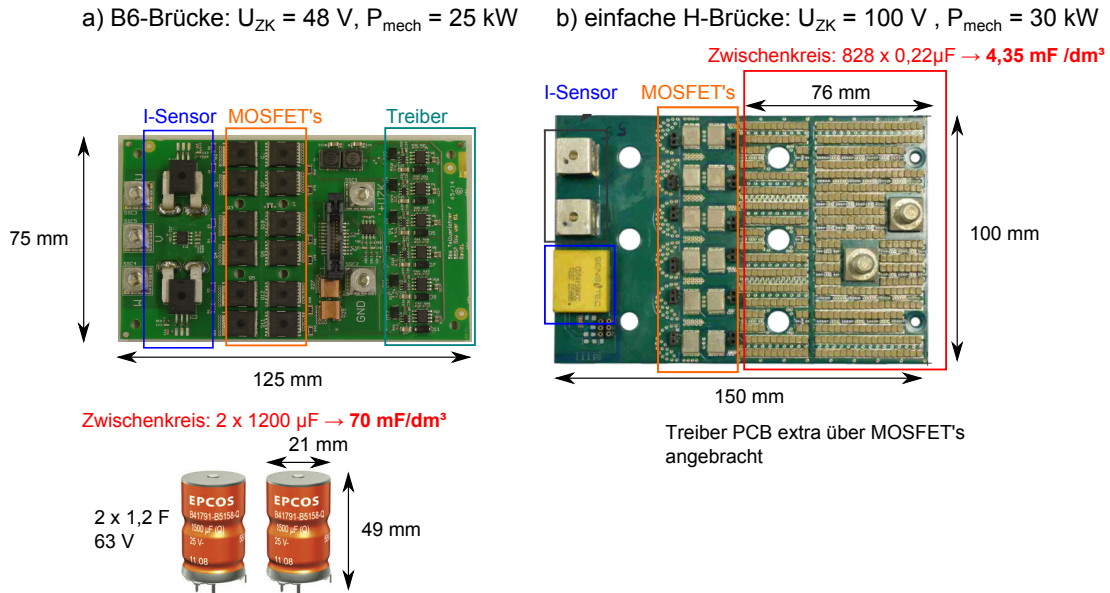
<sup>4</sup>Für die in dieser Arbeit erstellte Simulation erfolgte eine Umrechnung der Motorparameter analog zu [10].



(a) B6-Brücke mit Motor:  $U_{ZK} = 48 \text{ V}$   
 $L_d = L_q = 12 \mu\text{H}$  und  $R_s = 1,5 \text{ m}\Omega$

(b) dreifach H-Brücke mit Motor:  $U_{ZK} = 48 \text{ V}$   
 $L_d = L_q = 36 \mu\text{H}$  und  $R_s = 4,5 \text{ m}\Omega$

Abbildung 2.15: SPICE Simulationsergebnisse des Topologievergleiches unter Nutzung von idealen Schaltermodellen, des Unterschwingungsverfahrens ohne Supersinusmodulation, einer R-L Reihenschaltung mit Spannungsquelle als Lastmodell zur Steuerung des Laststromes mit möglichst konstantem Arbeitspunkt und einer proportionalen Änderung der Ausgangsspannung/Frequenz.



Quelle: a) eigene Darstellung, b) entnommen aus [12]

Abbildung 2.16: Ausführungsbeispiele der Schaltungsrealisierungen für eine B6-Brücke bzw. eine einfache H-Brücke; Die Gesamtumrichter bestehen jeweils aus sechs dargestellten Modulen

## 2.4.2 DC-DC-Wandler - Topologievergleich und Auswahl

Für den Bordnetzwan­dler ist zunächst eine geeignete Topologie für die weiteren Untersuchungen zu wählen. Es werden dafür folgende Systemparameter auf Basis der zulässigen Bordnetzspannungen definiert:

- bidirektionaler Leistungsfluss
- Systemspannungsbereich 48 V-Seite:  $U_{HV} = 36\text{ V} \dots 48\text{ V} \dots 52\text{ V}$
- Systemspannungsbereich 12 V-Seite:  $U_{LV} = 9\text{ V} \dots 12\text{ V} \dots 16\text{ V}$
- Nennleistung:  $P = 6\text{ kW}$
- Systemstrombereich 48 V-Seite:  $I_{HV} = 115\text{ A} \dots 125\text{ A} \dots 167\text{ A}$
- Systemstrombereich 12 V-Seite:  $I_{LV} = 375\text{ A} \dots 500\text{ A} \dots 667\text{ A}$
- Schaltfrequenz: 80 kHz ... 640 kHz.

Der Leistungsfluss wird über die Spannungsverhältnisse eingestellt - der Wandler arbeitet als DC-Transformator in einem festen Arbeitspunkt. Zur Auswahl stehen die in Abbildung 2.17 dargestellten Topologien:

- LLC-Converter (Abk. LLC)
- Parallel-Resonant-Converter (Abk. PRC)
- Full-Bridge-Converter (Abk. FBC)
- Dual-Active-Bridge-Converter (Abk. DAB).

Der Full-Bridge-Converter wird sowohl mit einer Vollbrücke auf der 12 V-Seite als auch mit einer DC-Mittelpunkt-Gleichrichter-Topologie (Current-Doubler - Abk. FBC+CD) untersucht. Die Unterscheidungsmerkmale der Wandler sind im wesentlichen die rot markierten Komponenten bzw. Filter/Resonanzfilter. Der Schwerpunkt der Untersuchung liegt auf den passiven Bauelementen, da diese den Großteil des Konvertervolumens einnehmen.

Der LLC-Converter kann bereits in der Vorauswahl ausgeschlossen werden. Der Grund liegt darin, dass der gesamte primärseitige Last- und Resonanzstrom durch den Resonanzkondensator fließen muss. Aufgrund der großen Strombelastung sind sehr viele parallele Folienkondensatoren notwendig. Ein wesentlich größeres Konvertervolumen im Vergleich zu den anderen Wandlern wäre das Ergebnis. Der LLC-Converter ist für die gegebenen Anforderungen ungeeignet.

### Vorgehensweise für den Konvertervergleich:

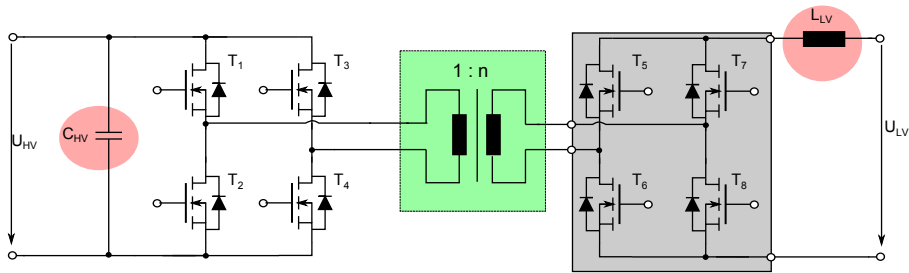
Die Konverter werden mit SPICE im Nennarbeitspunkt (48 V/12 V/6 kW - Tiefsetzbetrieb) simuliert. Die entsprechenden SPICE-Modelle und Simulationsergebnisse sind im Anhang A2 auf S. 181 dargestellt. Außerdem werden die konkreten Magnetbauelemente mit dem in [9] vorgestellten Werkzeug dimensioniert. Die Kondensatoren werden entsprechend der Strom- und Spannungsbelastung aus dem Hersteller-Katalog von „TDK“ ausgewählt. Für die Zwischenkreiskondensatoren kommen Elektrolytkondensatoren der Serie BF41691 zum Einsatz. Für Resonanzkondensatoren werden Folienkondensatoren der Serie B32672 (MKP/MFP) ausgewählt. Aus den dimensionierten Filtern wird das Filtervolumen abgeschätzt. Dieses ist der maßgeb-

liche Bauraumunterschied zwischen den einzelnen Konvertern. Die Ausführung des HF-Transformators wird ebenfalls mit [9] dimensioniert. Dieser unterscheidet sich bei den Konvertern nicht. Die Ergebnisse der Untersuchungen sind in Tabelle 2.3 zusammengefasst.

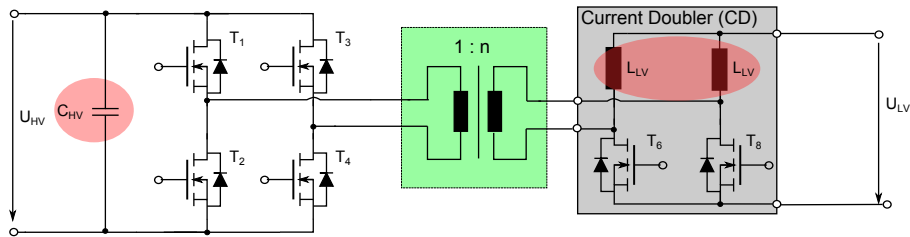
Tabelle 2.3: Ergebnisse des simulativen Vergleichs der Konverter im Tiefsetzmodus: das Drosselvolumen wurde durch eine konkrete Auslegung gemäß [9] bestimmt, die Kondensatorauswahl wurde anhand der Strombelastung und Spannungsklassen getroffen, als Leistungsschalter werden die OptiMOS™ 5 Typen von Infineon mit  $R_{DSon} = 1,15\text{ m}\Omega$  (40 V),  $R_{DSon} = 1,2\text{ m}\Omega$  (80 V),  $R_{DSon} = 1,5\text{ m}\Omega$  (100 V) gewählt, Parallelschaltung der MOSFETs  $n_{HV} = 2$ ,  $n_{LV} = 6$ , Schaltfrequenz: 80 kHz, LVS - Low Voltage-Level Switch (12 V-Seite), HVS - High Voltage-Level Switch (48 V-Seite); Details zur Auslegung und zu Simulationsergebnissen siehe Anhang A2 auf S. 181

Kategorie	FBC (+CD)	PRC	DAB
Steuergröße	$D$	$f_{SW}$	$\Phi$
Steuergröße im Nennarbeitspunkt	$D = 0,5$	$D = 0,5, f_{SW} = f_{res}$	$D = 0,5, \Phi = 60^\circ$
Trafo Übersetzungsverhältnis	3:1 (3:2)	3:1	3:1
Schaltverlustreduktion	Phase-Shift ZVS	ZVS und ZCS	Phase-Shift ZVS
Arbeitspunktstrom HVS [ $A_{AV}$ ]	150	150	150
Arbeitspunktstrom LVS [ $A_{AV}$ ]	460	460	460
Schalterstrombelastung HVS [ $A_{RMS}$ ]	106	114	130
Schalterstrombelastung LVS [ $A_{RMS}$ ]	320	330	430
Durchlassverluste HVS [W]	67	78	101
Durchlassverluste LVS [W]	82(41)	84	142
Trafo Strombelastung HV [ $A_{RMS}$ ]	150	150	200
Trafo Strombelastung LV [ $A_{RMS}$ ]	450 (225)	450	611
Res.-filter - Strombelastung [ $A_{RMS}$ ]	x	60	204
HV-Filter - Strombelastung [ $A_{RMS}$ ]	20 (50)	155	125
LV-Filter - Strombelastung [ $A_{RMS}$ ]	$I_L = 460(230)\text{ A}, I_C = 1(6)\text{ A}$	462	394
Schalterspannungsstress HVS [ $V_{peak}$ ]	48	70	48
Schalterspannungsstress LVS [ $V_{peak}$ ]	16 (32)	24	16
HV - Filter Volumen [ $\text{mm}^3$ ]	16.963 (40.504)	88.891	84.815
LV - Filter Volumen [ $\text{mm}^3$ ]	88.781 (75.348)	102.196	339.261
Resonanzfilter Volumen [ $\text{mm}^3$ ]	0	51.050	300.000
Gesamtfiltervolumen [ $\text{mm}^3$ ]	105.744 (115.852)	252.137	724.077

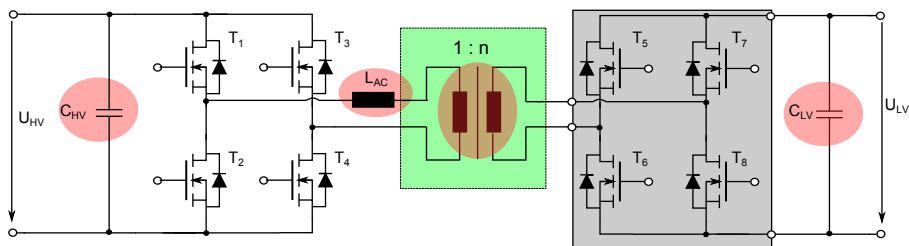
a) Full-Bridge-Converter (FBC)



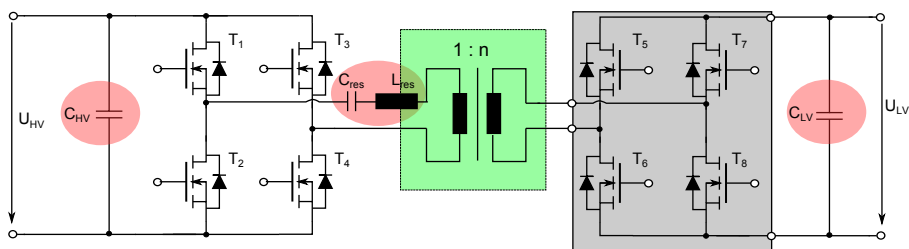
b) Full-Bridge-Converter + Current-Doubler (FBK + CD)



c) Dual-Active-Bridge-Converter (DAB)



d) LLC-Converter (LLC)



e) Parallel-Resonant-Converter (PRC)

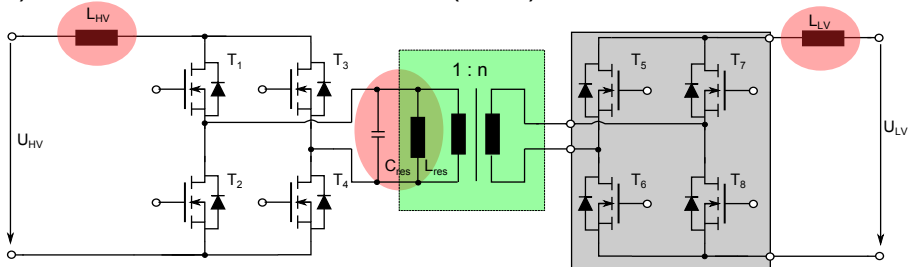


Abbildung 2.17: Darstellung der DC-DC-Wandlertopologien zur galvanisch getrennten bidirektionalen Leistungsübertragung mit hohen Systemströmen ( $I_{LV} = 500 \text{ A}$ )



### Auswertung der Ergebnisse:

Anhand der Ergebnisse wird deutlich, dass der Dual-Active-Bridge-Converter ausgeschlossen werden kann. Im Vergleich des Filtervolumens wird hier das dreifache Volumen im Gegensatz zum Full-Bridge-Converter benötigt. Dies ist mit der AC-Drossel  $L_{AC}$  zu begründen. Diese hat folgende signifikante Nachteile im Vergleich zur DC-Drossel:

- großes  $\Delta B$  aufgrund der großen Spannungszeitfläche
- großes  $\Delta B$  bringt sehr große Kernverluste mit sich – es muss ein Ferrit-Kern mit einer großen magnetisch wirksamen Fläche genutzt werden, um die Verluste in einem akzeptablen Rahmen zu halten
- Nutzung eines Ferrit-Kerns hat einen zentralen Luftspalt zur Folge
- das Streufeld durch den Luftspalt der AC-Drossel führt zu sehr starken Stromverdrängungseffekten in den Wicklungen (Proximity Effekt)
- es müssen sehr feine HF-Litze verwendet werden.

Der Parallel-Resonant-Converter hat etwa die gleiche Strombelastung im Vergleich zum Full-Bridge-Converter. Nachteilig ist hier die größere Spannungsbelastung der Schalter auf der HV-Seite. Ein 100 V MOSFET ist eventuell nicht mehr ausreichend. Weiterhin ist das Filtervolumen doppelt so groß im Vergleich zum Full-Bridge-Converter. In [13, S. 104 ff.] wurde gezeigt, dass ein Parallel-Resonant-Converter vom Wirkungsgrad gegenüber anderen Konvertern nur einen minimalen Vorteil aufweist. Die wegfallenden Schalterverluste stehen den Verlusten im Resonanzkreis gegenüber.

Der Full-Bridge-Converter schneidet im Vergleich am besten ab. Er zeichnet sich im Vergleich besonders durch ein geringes Filtervolumen aus. Wird die Gleichrichtung zusätzlich als DC-Mittelpunkt mit Stromeinprägung (Current-Doubler) ausgeführt, kann nochmal zusätzlich an Halbleiterverlusten eingespart werden. Damit ist der Full-Bridge-Converter mit Current-Doubler ein sehr guter Kompromiss aus Filtervolumen und Verlustleistung und somit die favorisierte Lösung für einen Bordnetzwan- dler.

### Erweiterung um Buck-/Boost-Converter

Außerhalb des Nennarbeitspunktes können die Strombelastungen für die Leistungsschalter und passiven Bauelemente sehr stark ansteigen (z.B. bei reduziertem Tastgrad). Dies würde zu einem größeren Filtervolumen und zu erheblich größeren Verlusten führen. Daher wird der Wandler statisch mit dem Tastverhältnis 0,5 als DC-Transformator betrieben. Ein zusätzlicher vorgeschalteter Buck-/Boost-Converter sorgt für die notwendige Spannungsanpassung und die Steuerung des Leistungsflusses.

### 2.4.3 Schaltungsträger und Wärmeableitung

#### Vergleich unterschiedlicher Schaltungsträgertechnologien:

In Tabelle 2.4 werden die verschiedenen möglichen Schaltungsträger DCB mit Keramik- ( $Al_2O_3$ )-Bodenplatte, PCB mit oberflächenmontierten Bauteilen (Abk. SMD<sup>5</sup>), PCB mit bedrahteten Bauelementen z.B. TO220 (Abk. THT<sup>6</sup>) und Stanzgitter miteinander durch eine Nutzwertanalyse verglichen. Die Kategorien mit einer höheren Priorität für das Gesamtsystemdesign sind mit einem entsprechend größerem Gewichtungsfaktor versehen. Im Ergebnis ist ersichtlich, dass der PCB-Aufbau mit SMD-Bauteilen besonders in den wichtigen Kategorien wie Zwischenkreisanbindung, thermische Anbindung, Komplexität der Systemintegration und Anbindung der Ansteuerung und Regelung vorteilhaft ist und somit in diesem Vergleich als beste Schaltungsträger-Technologie für die gewählten Prioritäten hervorgeht.

Tabelle 2.4: Vergleich verschiedener Schaltungsträger durch eine Nutzwertanalyse:  
g - Gewichtungsfaktor, gelb - beste Technologie in der jeweiligen untersuchten Kategorie; Kennziffern: -1 (schlecht), 0 - (durchschnittlich), +1 (gut), +2 (sehr gut)

Kenngröße	DCB	SMD PCB	Stanzgitter	THT PCB	g
Thermische Leitfähigkeit	2	1	1	2	1
Stromtragfähigkeit	1	1	2	1	1
Design Freiheit	-1	2	0	0	1
Zwischenkreisanbindung	0	2	0	0	2
Thermische Anbindung	2	1	0	0	2
Leistungsdichte	1	0	0	-1	2
max. Temperatur	2	-1	1	-1	2
thermische Ausdehnung	2	-1	0	-1	1
Lebensdauer/Zuverlässigkeit	1	0	1	0	1
Systemintegration	-1	2	0	0	2
Anbindung Regelkreis	-1	2	0	1	1
Kosten	-2	-0	2	1	3
Summe	6	13	11	2	

#### Technologievergleich von Schaltungsträgern auf Glasfaserbasis (FR4):

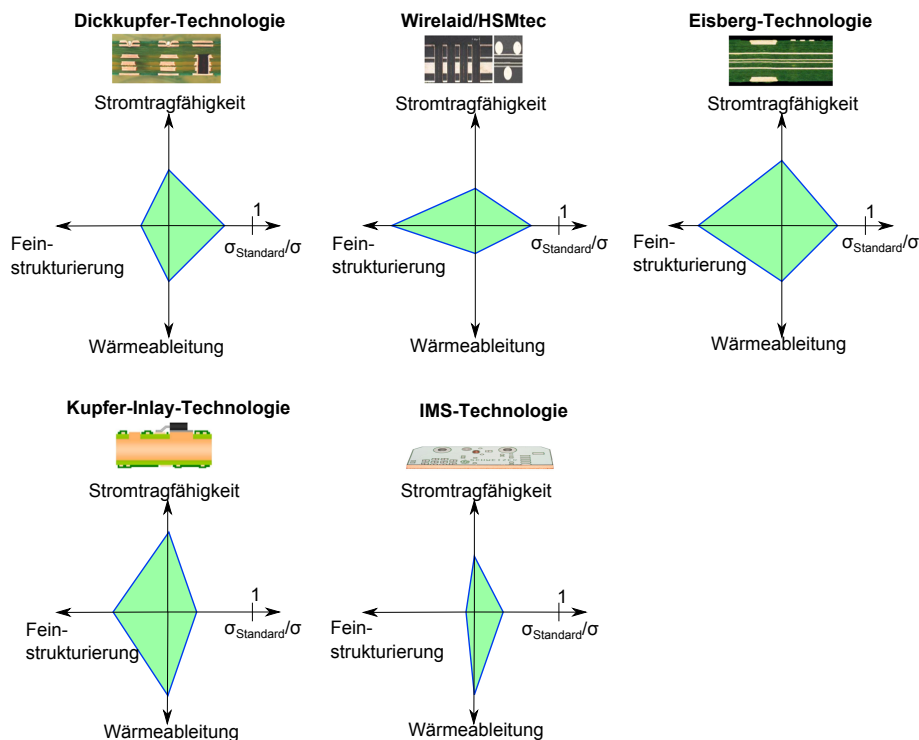
In der folgenden Untersuchung sollen verschiedene FR4-basierte Schaltungsträgertechnologien für eine entsprechende Hochstromtragfähigkeit bis zu 700 A und eine optimierte Wärmeübertragung betrachtet werden. Die untersuchten Techniken sind:

- Dickkupfer-Technologie
- Wirelaid® (Herstellerbezeichnung der Fa. Würth Elektronik)
- HSMtec (Herstellerbezeichnung der Fa. Häusermann)
- Eisberg-Technologie (Herstellerbezeichnung der Fa. KSG Leiterplatten)
- Kupfer-Inlay (Herstellerbezeichnung der Fa. Andus Electronic)
- Insulated Metal Substrate (Abk. IMS)

<sup>5</sup>Surface Mounted Device

<sup>6</sup>Trough Hole Technology

Durch den stetig steigenden Kostendruck, die steigende Forderung nach einer hohen Integrationsdichte und einer einfachen Fertigbarkeit ist eine Kombination von Hochstrom-Strukturen mit feinen Strukturen für die Ansteuer- und Mikrokontrollerschaltungen in Form einer Einplattenlösung erwünscht. Der Vergleich der Technologien hinsichtlich der Kriterien Hochstromtragfähigkeit, Realisierung feiner Strukturen, thermisches Management und relative Kosten bzw. Produktionsaufwand ist in Abbildung 2.18 dargestellt. Die Kennwerte wurden aus qualitativen Herstellerinformationen zusammengestellt. Der Kostenaspekt wurde für die Fertigung von Einzelmustern abgeschätzt. Dieser Kennwert ändert sich deutlich durch das Produktionsvolumen und ist durch die vorhandenen Informationen nicht abschätzbar. Es zeigt sich, dass die besten Eigenschaften durch die Eisberg-Technologie erzielt wird. Diese Technik basiert auf einem Selektiv-Dickkupfer Verfahren. Dabei wird zunächst der Teil des  $400\text{ }\mu\text{m}$  dicken Kupfers mit einem Fotoresist beschichtet, welcher später auch als Dickkupferschicht erhalten werden soll. Anschließend wird das Kupfer solange geätzt bis die unbeschichteten Kupferflächen eine Dicke von  $70\text{ }\mu\text{m}$  aufweisen. Das Dickkupfer ragt in das Laminat hinein. Dadurch entsteht eine Leiterplatte mit einer glatten Oberfläche sowie feinen Strukturen für Steuerleitungen und Dickkupferstrukturen für das Führen großer Ströme. [14]



Quelle: in Anlehnung an[15], PCB-Darstellungen aus [16]

Abbildung 2.18: Gegenüberstellung verschiedener PCB Technologien:  $\sigma_{standard}/\sigma$  entspricht dem Verhältnis aus Produktions- bzw. Herstellungskosten aufwand zwischen Standard-FR4 basierten Schaltungsträger mit  $35\text{ }\mu\text{m}$  Kupferdicke und der betrachteten Technologie; die größte Fläche entspricht dem besten System; die Wärmeableitung wird für den stationären Zustand betrachtet

Die einfachste Methode für die Entwicklung einer Hochstromleiterplatte ist die Nutzung der Dickkupfer-Technik. Im Gegensatz zur Eisberg-Technologie wird das Kupfer bereits auf dem FR4 aufgebracht und wird entsprechend der Leiterbahnstruktur von der Oberseite der Platine weggeätzt. Das Problem ist, dass technologiebedingt eine typ. minimale Leiterbahnbreite bzw. -abstand von 800-900  $\mu\text{m}$  bei einer 400  $\mu\text{m}$  dicken Kupferschicht realisiert werden kann<sup>7</sup>.

Mit der Wirelaid®/HSMtec-Technologie lassen sich ebenfalls sowohl feine Strukturen als auch Hochstrom-Strukturen bis zu 300 A realisieren. Hierfür werden spezielle Kupferprofile durch eine Ultraschallschweißverbindung auf den Hochstrompfad aufgebracht. Dadurch entsteht die höhere Stromtragfähigkeit bei einer geringen Basis kupferdicke von 35  $\mu\text{m}$  oder 70  $\mu\text{m}$ .

Mit der Kupfer-Inlay-Technologie ist die größte Stromtragfähigkeit realisierbar. Es werden ganze Kupferprofile durch Fräsen, Lasern, Ätzen oder Stanzen hergestellt und diese in eine entsprechend ausgefräste FR4-Leiterplatte verpresst. Durch das massive Kupfer entsteht ebenfalls der Vorteil, dass eine Wärmeübertragung direkt durch die Leiterplatte realisiert werden kann. Nachteil dieser Technologie ist der große fertigungstechnische Aufwand.[16]

Weitere Entwicklungen von Leiterplatten gehen in Richtung der Integration der Leistungshalbleiter. Dadurch werden einerseits die Elemente der Leiterplatte, wie z.B. die parasitäre Kommutierungsinduktivität und die Wärmeleitung verbessert. Weiterhin wird eine größere Integrationsdichte erzielt. Als Beispiel für eine solche Technologie ist die  $p^2\text{pack}$ ®-Technologie der Firmen Schweizer Electronic und Infineon Technologies zu nennen.

### **Untersuchung der Leiterbahnbreite für FR4-basierte Schaltungsträger:**

Für die konkrete Berechnung der notwendigen Leiterbahnbreite in Abhängigkeit von der Leiterbahndicke, der maximalen Übertemperatur und dem zu führenden Strom wird die Formel 2.5 aus dem Standard IPC-2221/DIN IEC 326 zu Grunde gelegt [17]. In Abbildung 2.19 ist die notwendige Leiterbahnbreite für unterschiedliche Bahndicken und Temperaturanstiege in Abhängigkeit vom zu führenden Strom dargestellt. Es ist ersichtlich, dass für eine hohe Stromtragfähigkeit (z.B. >100 A) und einen kompakten Schaltungsträger eine Leiterbahndicke  $\geq 105 \mu\text{m}$  in Kombination mit einem Mehrlagenaufbau der Leiterbahnen erforderlich wird. Aufgrund des nichtlinearen Anstiegs zeigt sich, dass z.B. die Verdopplung der Lagenanzahl der Hochstromleiterbahnen eine größere Verbesserung mit sich bringt als die Verdopplung der Leiterbahndicke. Die Norm geht jedoch davon aus, dass die Leiterplatte nicht aktiv gekühlt wird. Es bleibt eine offene Frage wie sich die Stromtragfähigkeit für eine aktiv gekühlte Platine verändert.

$$I_{LB}[\text{A}] = K \cdot h^{0,5}[\text{mm}] \cdot b^{0,64}[\text{mm}] \cdot \Delta T^{0,5}[\text{K}] \quad (2.5)$$

mit  $K = 3,3$  für 2 Lagen;  $K = 3,6$  für 4 Lagen

---

<sup>7</sup>Die genauen Werte sind aus den Design-Vorgaben des jeweiligen Leiterplattenherstellers zu entnehmen

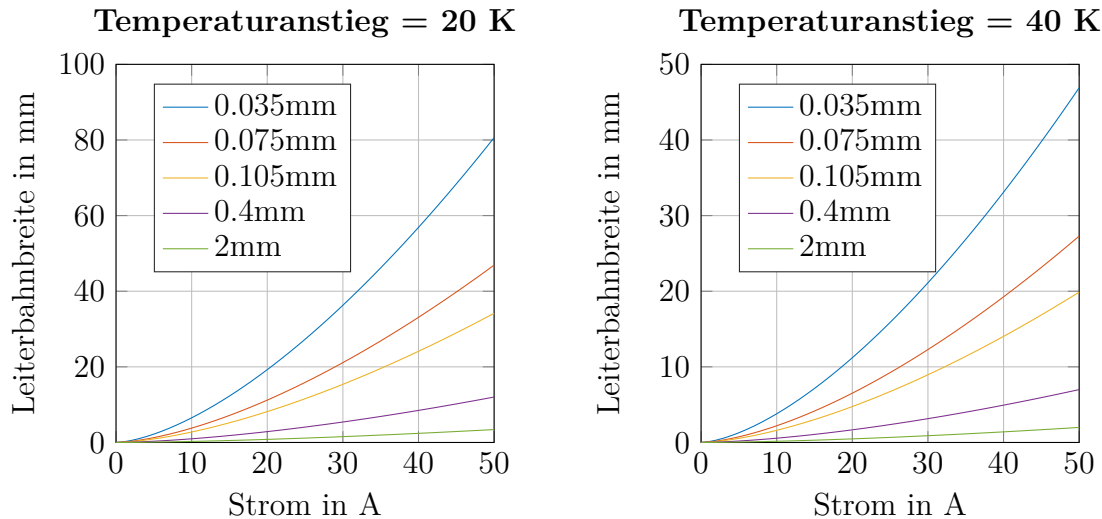


Abbildung 2.19: Berechnete Kurven gemäß Gleichung 2.5 zur Bestimmung der Leiterbahnbreite in Abhängigkeit von der Leiterbahndicke und der erlaubten Temperaturerhöhung nach dem Standard IPC-2221/DIN IEC 326 - ungekühlt

### Wärmeableitung:

Der maßgebende Unterschied der Schaltungsträger-Technologien liegt in der Ableitung der Verlustwärme. In Abbildung 2.20 sind die Simulationsergebnisse von thermischen FEM-Simulationen für eine Standard-PCB mit Entwärmung auf der Unterseite über 42 thermische Durchkontaktierungen, eine DCB mit Entwärmung auf der Unterseite, eine PCB mit Kupfer-Inlay und Entwärmung auf der Unterseite und eine PCB mit Kupfer-Inlay zur seitlichen Entwärmung dargestellt. Die Kühlkörpertemperatur wird als konstant angenommen. Ein Wärmeübergang durch Konvektion und Strahlung ist nicht berücksichtigt. Die Simulationsparameter sind in Tabelle 2.5 zu finden.

Parameter	$P_V$	Wärmeleitpaste	Chip-Fläche	Platinen-Fläche	Package auf PCB
Wert	30W	3.6W/mK h = 0,5 mm Bergquist 3500S35	(6,7 x 4,5) mm <sup>2</sup>	(25 x 25) mm <sup>2</sup>	(15 x 12,5) mm <sup>2</sup>

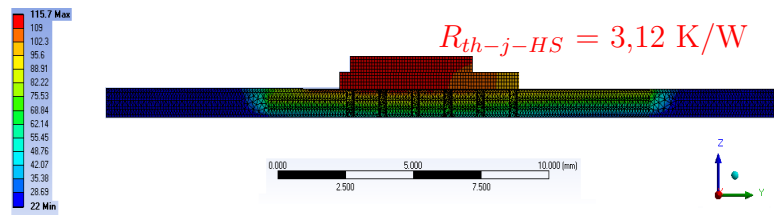
Tabelle 2.5: FEM-Modell Parameter

Es ist ersichtlich, dass die Kupfer-Inlay Technologie mit einem thermischen Gesamtwiderstand von  $R_{th-j-HS} = 0,92 \text{ K/W}$  die beste Wärmeleitung bietet. Die Wärme wird direkt nach unten zum Kühlkörper abgeleitet und somit eine thermische Entkopplung von benachbarten Bauelementen erreicht. Mit einem Keramikträger wird ein ähnlich guter Wärmeübergang erzielt. Im Simulationsergebnis der DCB ist die verhältnismäßig größere Wärmespreizung auf dem Träger zu erkennen. Aufgrund dieser Wärmespreizung entsteht unabhängig von der Leiterbahnführung eine thermische Verkopplung der Bauelemente auf dem Schaltungsträger. Auf der Standard-

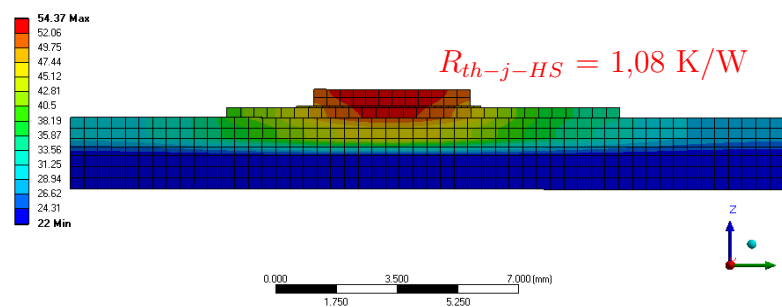
FR4-Platine ist der Wärmeübergang durch 42 thermische Vias (Durchkontaktierungen) realisiert. Es entsteht ein Wärmewiderstand von  $R_{th-j-HS} = 3,12 \text{ K/W}$ , wobei dieser von der Anzahl, Lage und Geometrie der Thermo-Vias abhängig ist. Die optimale Wärmeübertragung mittels Durchkontaktierungen bzw. die Modellierung des Wärmeübergangs stellt einen weiteren Forschungsschwerpunkt dar.

In Abbildung 2.20 d) ist das Simulationsergebnis einer Leiterplatte mit Kupfer-Inlay und seitlicher Entwärmung über einen Kühlkörper direkt am Rand der Platine dargestellt. In vielen integrierten Lösungen wäre ein solches Entwärmungskonzept aufgrund der Systemgeometrie wünschenswert. Als Beispiel ist hier eine Runde Umrichterplatine, welche direkt an dem Motor angeschlossen werden soll, zu nennen. Die Entwärmung muss hier nach außen auf das Gehäuse realisiert werden. Der Wärmeleitungspfad ist jedoch sehr lang, so dass dieses Konzept in einem großen thermischen Widerstand von  $R_{th-j-HS} = 5,13 \text{ K/W}$  resultiert.

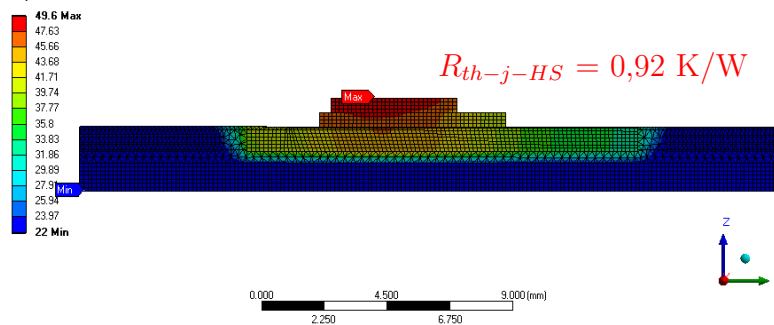
a) PCB mit 42 Durchkontaktierungen  
und 4 Kupferlagen a 0,07 mm



b)  $Al_2O_3$  DCB mit einer Dicke von 0,32 mm  
+ 2 Kupferlagen a 0,3 mm



c) PCB mit 0,7 mm Kupfer-Inlay



d) PCB mit 0,7 mm Kupfer-Inlay und  
19,5 mm Länge nach außen geführt

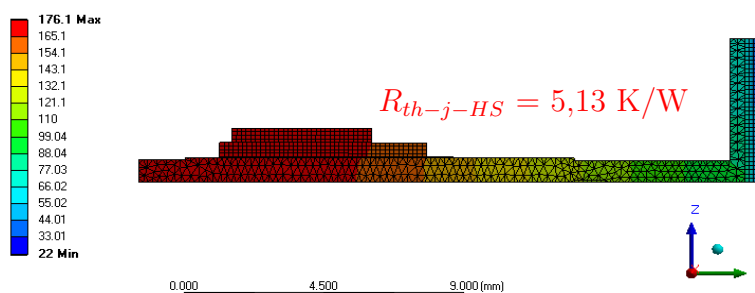


Abbildung 2.20: Simulativer Vergleich des thermischen Managements für unterschiedliche Schaltungsträger mit 25 mm x 25 mm Leiterplattenfläche, 15 mm x 12,5 mm Lötfläche und einer einfachen eingeprägten Leistung von 30 W, konstante Kühlkörpertemperatur = 22 °C ;  
d) - keine Entwärmung in vertikaler Richtung

**Messtechnische Untersuchungen** In Abbildung 2.21 a) ist eine entwickelte Kupfer-Inlay-Platine dargestellt. Die umgesetzte Schaltung ist eine Halbbrücke inklusive Zwischenkreis mit Elektrolytkondensatoren. Zur Messung des Ausgangsstromes ist ein Hall-Effekt Stromsensor über der Ausgangsstromschiene angebracht. Die Demonstrator-Platine hat folgende weitere Besonderheiten/Systemdaten:

- 200 A Nennstrom, 48 V Zwischenkreisspannung
- Aufbau in 3-Lagen: Außen jeweils 105  $\mu\text{m}$  Kupferlagen, Innenlage mit Kupfer-Inlays
- Anschluss des DC-Zwischenkreises wahlweise über Stromschienen oder Hochstromeinpresskontakte
- Ausgang wahlweise über mittlere Stromschiene bzw. durch Einpresshülse mit Federkontaktierung nutzbar
- Thermischer Widerstand durch die Platine:  $R_{th-C-I} = 0,2 \text{ K/W}$ .

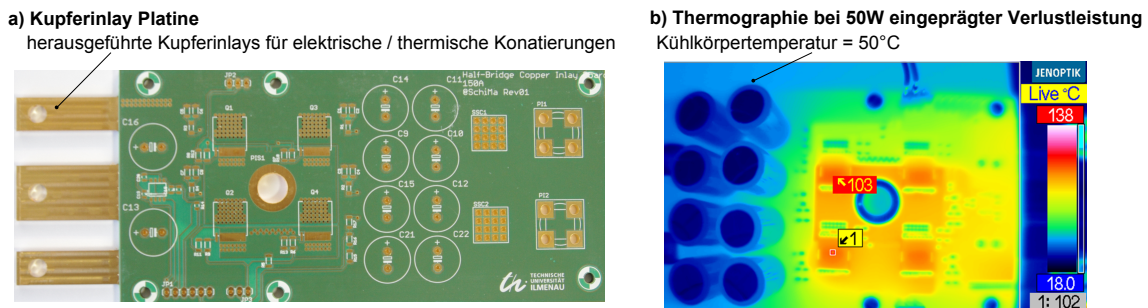


Abbildung 2.21: Messtechnische Untersuchung einer Kupfer-Inlay-Platine, Ergebnis:

$$R_{th-j-HS} = 1,1 \text{ K/W} , R_{th-j-C} = 0,4 \text{ K/W} , R_{th-C-I} = 0,2 \text{ K/W} \\ R_{th-I-HS} = 0,5 \text{ K/W} ; T_{case} = 103^\circ\text{C} ; P_{V-T} = 50\text{W}$$

Die thermographische Untersuchung der Platine bei einer eingepprägten Verlustleistung von 50 W pro MOSFET (entspricht 140 A pro Transistor) ist in Abbildung 2.21 b) dargestellt. Die Aufteilung der thermischen Widerstände zeigt, dass die Wärmeleitmatte bzw. der Gapfiller zum entscheidenden Faktor in der Wärmeübertragung wird.

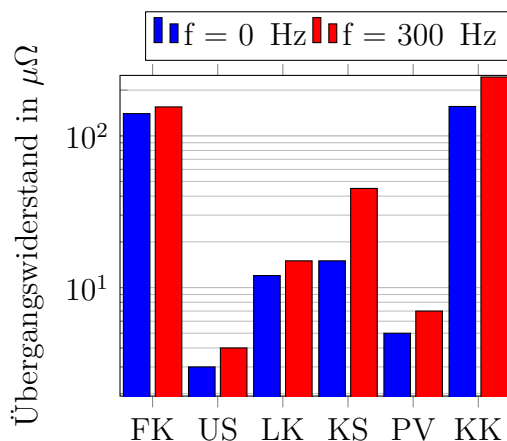


### 2.4.4 Verbindungstechnik

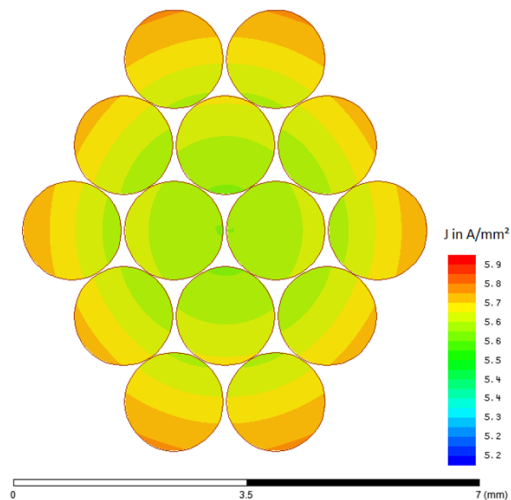
Für die Untersuchung von Leitungs- und Leiterplattenverbindungen werden verschiedene Verbindungstechniken hinsichtlich Flexibilität, Zuverlässigkeit, Montagefreundlichkeit und Übergangswiderstand untersucht. Die ausgewählten Verbindungstechniken sind:

- Ultraschallschweißen (Abk. US)
- Weichlöten (Abk. LK)
- Hartlöten (Abk. HLK)
- Kabelschuhverbindung (Abk. KS)
- Pressverbindung (Abk. PV)
- Federkontakttechnik (Abk. FK): Nutzung des Leiterplatten-Einpress-Systems „Power Lamella“ der Fa. Würth Elektronik mit einem 6 mm Kontaktpin

Die Federkontaktierung ist in der Hinsicht Montagefreundlichkeit und Flexibilität sehr gut für den Aufbau einer hoch integrierten Elektronik geeignet. Es können Leistungsbaugruppen einfach zusammengesteckt werden. Das spart Zeit, Fertigungsaufwand und damit Kosten.



(a) Messung von Übergangswiderständen im Vergleich zum Eigenwiderstand eines Kupferkabels mit einem Querschnitt von 25 mm<sup>2</sup> und einer Länge von 0,5 m bei einer Stromstärke von 100 A: FK-Federkontakt, US-Ultraschallschweißen, LK-Lötkontakt, KS-Kabelschuh, PV-Pressverbindung, KK-Kupferkabel



(b) Stromdichteverteilung hervorgerufen durch Skin-Effekt und Proximity-Effekt am Beispiel eines Paralleldrahtleiterbündels 14 x 1,5 mm<sup>2</sup> bei einer Frequenz von 300 Hz und einem Strom vom 141 A

Abbildung 2.22: Untersuchung von Verbindungstechniken und ihren Frequenzabhängigkeiten; Quelle: [18]

Die Ergebnisse der Messungen des Übergangswiderstandes sind in Abbildung 2.22 a) im Vergleich zum Eigenwiderstand eine 0,2 m langen Kupferkabels mit einem Quer-

schnitt von  $25 \text{ mm}^2$  dargestellt. Es ist ersichtlich, dass im Vergleich zum Kabelwiderstand die Übergangswiderstände einen geringen Teil ausmachen. Die schlechteste elektrische Kontaktierung wird im Laborversuch durch das Hartlöten mit einem Übergangswiderstand  $>100 \mu\Omega$  erzielt. Das Hartlöten ist für das Herstellen von elektrischen PCB-/Kabelkontakten ungeeignet. Diese ist auf dem Diagramm daher nicht eingetragen. Der Übergangswiderstand der Ultraschallschweißverbindung ist im Vergleich mit  $3 \mu\Omega$  am kleinsten. Die untersuchte Federkontaktierung hat einen, im Vergleich zu den anderen Kontaktierungsarten, größeren Widerstand. Dies liegt vor allem an der reduzierten Anzahl an Pins auf dem Leiterplatten-Einpresskontakt.

Die Verbindung mit Kabelschuh hat einen geringen Übergangswiderstand. Die Kabelschuhverbindung bzw. Pressverbindung ist stark von der Verpresskraft bzw. Anpresskraft der Verschraubung abhängig, so dass es notwendig ist die Verbindung des Kabelschuhs mit einem definierten Moment zu verschrauben und somit einen definierten Kontakt aufzubauen.

Im Weiteren ist im Diagramm die Frequenzabhängigkeit der Übergangswiderstände dargestellt. Diese wird durch den auftretenden Skin-Effekt bzw. bei Mehrfachleitern oder Leiterbündeln auftretenden Proximity-Effekt hervorgerufen. In Abbildung 2.22 b) ist die Stromdichteverteilung für ein Paralleldrahtleiterbündel dargestellt. Durch den Proximity-Effekt wird der Strom in benachbarten Leitern verdrängt. Dadurch erhöht sich die auf die Länge bezogene Verlustleistung bei dem dargestellten Leiterbündel und einem Strom von  $100 \text{ A}$  von  $8 \text{ W/m}$  auf  $12 \text{ W/m}$ . Bei Hochstromsystemen ist einerseits ein geeigneter Leitungsaufbau zu wählen und andererseits die Kabellänge zu minimieren. Die Stromverdrängungseffekte in den Verbindungselementen, als auch auf der Leiterplatte selber, müssen ebenfalls in Betracht gezogen werden.

Weitere Kriterien der Verbindungselemente sind Alterungsbeständigkeit, mechanische Festigkeit und Kosten. Die genaue Untersuchung dieser Aspekte sind jedoch Aufgabe des Produktherstellers bei der Qualifizierung seiner Produkte und sollen nicht Gegenstand der vorliegenden Arbeit sein.

## 2.4.5 Leistungshalbleiter - Materialien und Bauformen

### Schaltertechnologie-Vergleich

Im Folgenden sollen Si-/SiC-/GaN MOSFETs für den Einsatz als Leistungsschalter, deren Verhalten, aktuelle Technologieentwicklungen und Packages untersucht werden. Ein tabellarischer Vergleich der Schalter hinsichtlich verschiedener Kriterien ist in Tabelle 2.6 zu sehen. Für das Verhalten und den Einsatz in einer Applikation sind die Kenngrößen Durchlasswiderstand  $R_{DSon}$  und Gate-Ladung  $Q_G$  von großer Bedeutung. Die Größe der Gate-Ladung  $Q_G$  bestimmt maßgebend die Schaltgeschwindigkeit des MOSFETs. Für die Technologieentwicklung ist es daher das Ziel, einen Kompromiss zwischen optimalem flächenspezifischem Widerstand  $R_{DSon} \cdot A$  und einer möglichst geringen flächenspezifischen Gateladung  $Q_G/A$  zu finden. Für die Darstellung der Technologieentwicklung wird daher das Gütemaß Figure of Merit (Abk. FOM) definiert. Dieses ist ebenfalls in Tabelle 2.6 dargestellt. Zur Vollständigkeit ist die Gegenüberstellung zur aktuellen Si-IGBT Technologie zu finden.

In Abbildung 2.23 a) ist die klassische Struktur der **Planartechnologie** dargestellt. Die Spannungsfestigkeit des MOSFETs wird durch das Einbringen einer schwach dotierten Zone realisiert. Die größten Beträge zum  $R_{DSon}$  liefert der Kanalwiderstand  $R_{CH}$ , der Widerstand der intrinsischen Zone  $R_{JFET}$  als auch der Akkumulationswiderstand  $R_{Acc}$ . Durch das Parallelschalten der MOSFET-Strukturen werden die entsprechenden Chip-Größen bzw. Stromtragfähigkeiten realisiert.

Beim **Trench-MOSFET** (siehe Abbildung 2.23 b)) wird die Struktur des MOSFET soweit verändert, dass der Widerstand  $R_{JFET}$  komplett wegfällt. Die Gateform ist dabei als Graben (engl. Trench) realisiert und das Gate weiter in die Struktur hineingebracht. Es entsteht eine vertikale Ausrichtung des Kanals. Die Zellen können schmaler gestaltet werden, da keine Beschränkung aufgrund der Kanallänge mehr besteht. Dadurch wird die Zellanzahl pro Fläche deutlich erhöht und der flächenspezifische Widerstand verringert. Nachteilig ist jedoch die dadurch entstehende größere Gate-Drain-Kapazität.

Eine weitere Technologieentwicklung ist der **Superjunction-MOSFET**<sup>8</sup> gemäß Abbildung 2.23 c). Hier sind im Vergleich zum Planar-MOSFET p-leitende Säulen in die Epitaxieschicht eingebracht, welche mit dem Source verbunden sind. Die Dotierung der Säulen wurde so bemessen, dass im Sperrzustand eine niedrige effektive Dotierung erfolgt. Man spricht vom einem sogenannten Kompensationsprinzip. Im Sperrzustand entsteht ein rechteckiger Feldverlauf, trotz der höheren Dotierung der Epitaxieschicht. Somit kann, um die Sperrspannung zu erreichen, die Epitaxiedicke reduziert und ein deutlich besseres Durchlassverhalten erzielt werden.

---

<sup>8</sup>Bezeichnung der Firma Infineon: CoolMOS™

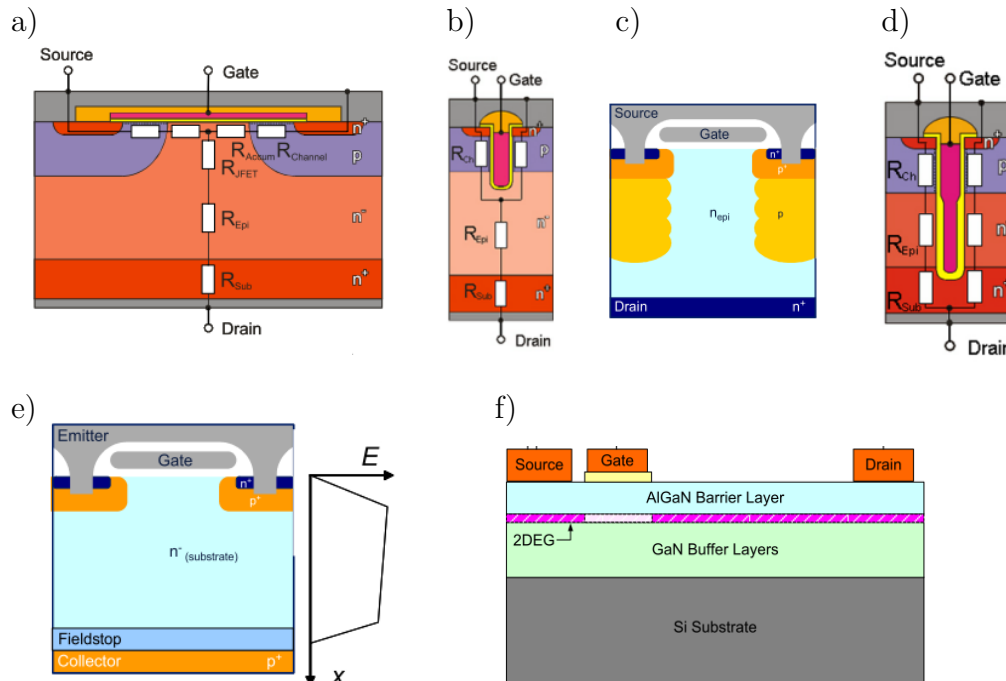
Tabelle 2.6: Vergleich von Si-/SiC-/GaN MOSFETs und Si-IGBT, \*Parameter welche die Schaltverluste maßgeblich bestimmen, Stand 04/2017; \*SL - Speicherladungen des IGBT

Kategorie	LV MOSFET	HV MOSFET	IGBT	SiC-MOSFET	GaN MOSFET
Struktur	b d)	c)	e)	b)	g)
Technologie	OptiMOS™ 3/5	CoolMOS™ C7	TRENCHSTOP™ 5	CoolSiC™	E-HEMT
rückwärtsleitfähig	ja	ja	nein	ja	ja
typ. Sperrspannung	25 ... 250 V	500 ... 900 V	600 ... 6500 V	1200 V	100 ... 600 V
typ. Schaltfrequenz	15 ... 1000 kHz	15 ... 500 kHz	3 ... 75 kHz	15 ... 100 kHz	100 ... 2000 kHz
max. Temperatur	$T_j < 175^\circ$	$T_j < 175^\circ$	$T_j < 175^\circ$	$T_j < 175^\circ$	$T_j < 150^\circ$
Durchlassverluste	$f(R_{DSon}, T_j)$	$f(R_{DSon}, T_j)$	$f(U_{CE-sat}, T_j)$	$f(R_{DSon}, T_j)$	$f(R_{DSon}, T_j)$
Schaltverluste*	$f(C_{oss})$	$f(C_{oss})$	$f(C_{oss}, *SL)$	$f(C_{oss})$	$f(C_{oss})$
FOM	$R_{DSon} \cdot Q_G$	$R_{DSon} \cdot Q_G$	$E_{SW} \cdot U_{CE-sat}$	$R_{DSon} \cdot Q_G$	$R_{DSon} \cdot Q_G$
typ. FOM	$350 m\Omega \cdot nC$ (100 V)	$3,6 \Omega \cdot nC$ (650 V)	3 mJ·V	$3 \Omega \cdot nC$ (1200 V)	$40 m\Omega \cdot nC$ (100 V)
typ. $R_{DSon} \cdot A$ in $m\Omega mm^2$	45 (100 V)	1000 (650 V)	-	655 (1200 V)	40 (100 V)

Um dieses Kompensationsprinzip auch auf die Niedervolt-MOSFETs zu applizieren, wurde eine Kompensation mittels Feldplatten entwickelt, so dass sich ebenfalls ein rechteckiger Feldverlauf einstellt (siehe Abbildung 2.23 d)). Diese Technologie wird auch als **Feldplatten-MOSFET**<sup>9</sup> bezeichnet. Den Vorteil bringt die große, weit in die Epitaxie hineinragende, Feldelektrode mit sich. Es kann auch hier eine deutliche Reduktion des  $R_{DSon}$  aufgrund deutlich geringerer Chipdicken erzielt werden.

In Abbildung 2.23 e) ist zur Vollständigkeit die Struktur eines **Feld-Stop-IGBTs** dargestellt. Dieser ist durch eine schwach negative dotierte Zone zum Abbau des E-Feldes charakterisiert. Weitere Entwicklungsrichtungen gehen zur Einführung eines Trench-Gates (vgl. 2.23 b)). Dadurch wird die Kanallänge verkürzt und die Durchlasseseigenschaft verbessert.

In Abbildung 2.23 f) ist die Struktur eines **GaN-HEMT<sup>10</sup>-MOSFETs** dargestellt. Im Gegensatz zu allen anderen Leistungsschaltern ist dieser ein laterales Bauelement. Es bildet sich ein zweidimensionales Elektronengas (Abk. 2DEG), welches über das Gate gesteuert wird. Bei einer Gatespannung von 0 V bildet sich unterhalb des p-Gates ein ladungsträgerverarmtes Gebiet aus. Für eine Gatespannung  $U_{GS} > U_{GS-th} = 1,2 \text{ V}$  bildet sich ein durchgängiges zweidimensionales Elektronengas.



Quelle: a)-d)[13, S.16, S.22], e) [19], f) [20]

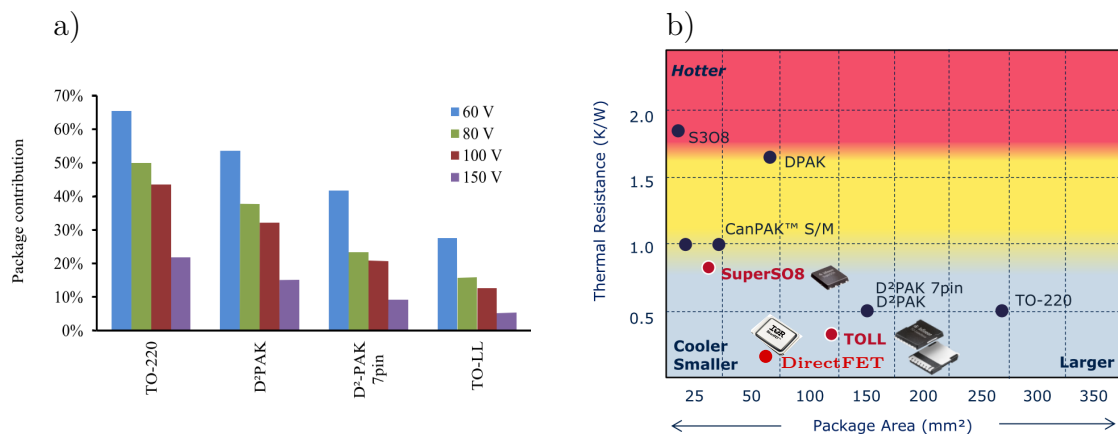
Abbildung 2.23: Strukturen der MOSFET-Technologien: a) Planar-MOSFET, b) Trench-MOSFET, c) Superjunction-MOSFET, d) Feldplatten-MOSFET, e) Si-IGBT (Feld-Stop), f) GaN-HEMT-MOSFET

<sup>9</sup> Bezeichnung der Firma Infineon Technologies AG: OptiMOS™

<sup>10</sup> High Electron Mobility Transistor

## Gehäuseformen (Packages)

Eine weitere Technologieentwicklung diskreter Bauelemente ist im Bereich der Gehäuse zu verzeichnen. Die Realisierung des Gehäuses trägt durch die immer besseren Halbleiter maßgeblich zum  $R_{DSon}$  aber auch zum parasitären Verhalten (induktiver/kapazitiver Anteil) bei. In Abbildung 2.24 a) sind die Anteile des Gehäuses zum Gesamtwiderstand dargestellt. Bei einer alten Bauform, wie zum Beispiel dem TO-220, beträgt der Gehäuseanteil zum  $R_{DSon}$  für einen 100 V-Schalter 45 %. Für das aktuellste TO-Leadless-Package (Abk. TOLL) beträgt der Anteil zum Gesamt- $R_{DSon}$  nur noch 15 %. Diese Verbesserung konnte maßgeblich durch die großflächige Kontaktierung der Bonddrähte an der Metallisierungsschicht des Chips erzielt werden. Es werden insgesamt 5 Bonddrähte mit einer minimalen Länge eingesetzt. Im TOLL-Package ist weiterhin die Package-Fläche im Vergleich zum D<sup>2</sup>-PAK 7-pin deutlich reduziert. Die Gesamtlötfläche am Source-Kontakt wurde ebenfalls vergrößert. Insgesamt weist dieses Gehäuse eine geringere Fläche und einen verbesserten thermischen Widerstand auf. Das Verhältnis zwischen Fläche und thermischen Widerstand ist in Abbildung 2.24 b) zu sehen. [21]



Quelle: a)[21], b)[15]

Abbildung 2.24: Vergleich der MOSFET-Gehäuse hinsichtlich a) Gehäuse-Anteil zum  $R_{DSon}$  und b) thermischen Widerstand und Gehäuse-Fläche

Ein weiteres sehr stark verbessertes Gehäuse wird mit der DirectFET™-Technologie<sup>11</sup> umgesetzt. Die Besonderheit des Gehäuses ist der Kupfer-Drain-Clip. Der Drain-Anschluss ist auf der Oberseite mit einem Kupferbügel kontaktiert. Die Gate- und Source-Kontakte sind als Lötflächen auf der Unterseite des Gehäuses untergebracht. Durch die oberseitige Drainkontaktierung ist eine zweiseitige Kühlung möglich bzw. eine Kühlung von der Oberseite notwendig. Der thermische Widerstand wird durch die zweiseitige Anbindung im Vergleich zum TOLL-Gehäuse nochmals reduziert. [22, S. 9]

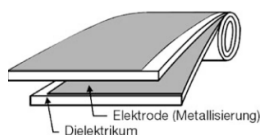
<sup>11</sup>Herstellerbezeichnung der Fa. Infineon bzw. ehemals International Rectifier

## 2.4.6 Kondensatoren für Hochstromanwendungen

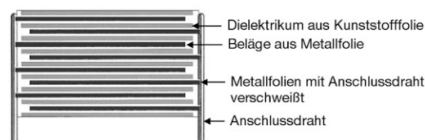
Die Ausführungsformen von Kondensatoren lassen sich sehr gut hinsichtlich der Art des Dielektrikums (z.B. Papier, Kunststoff, Keramik, Aluminiumoxid, Tantaloxid) oder nach der Art der Beläge (z.B. Metallfolie, aufgedampfte Metallschicht, Aluminium, Tantal, flüssiger oder fester Elektrolyt) klassifizieren. Typischerweise werden Kondensatoren auch anhand ihres inneren Aufbaus unterschieden. In Abbildung 2.25 ist eine Übersicht zu den Kondensatorklassen Elektrolytkondensator, Keramik-kondensator und Folienkondensator mit ihrem Aufbau, mit der Ausführungsform des Dielektrikums und ihren wichtigsten Kenngrößen dargestellt.

	Art des Dielektrikums / Typ	Aufbau	Kapazität	Spannung	Temp. [°C]	Toleranz [%]	ESR /tanδ ESR= $\tan\delta \cdot (2\pi \cdot f \cdot C)^{-1}$	Pulsbelastbarkeit	Lebensdauer [h]
Elektrolytkondensator	Aluminiumoxid	1)	0,1µF...100F	4V...600V	-55...(70) 85-125 (150-200)	typ. ±20;	µΩ...Ω	+	1000...10000
	Tantal-Pentoxid	1), 3)	0,1µF...3,3F	2V...50V...125V	-55...85 (200: derating)	±10...±20		+	k.A.
Keramik-kondensator	NP0	2), 3)	0,1pF...0,5µF	10V...5kV	-55...125 (150...200)	(-1...-10) ±5 (+50)	1-1,5%	++	k.A.
	X7R		pF...47µF	10V...4kV	-55...(85) 125 (200)	(±5) ±10 (±20)	2,5-3,5%		k.A.
Folienkondensator	Metallpapier	1), 2)	500pF...10µF	200V...1,5kV	(-55)-40...65...115	(±10) ±20	MF: 0,1-0,8 %	~...++ (Ausführung)	40.000 (V, I, T maximal)
	Polyester (FKT/ MKT)	1), 2)	1nF...100µF	40V...1,3kV (10kV)	-(55)-40...85...125	±5 (±10; ±20)	0,03-0,8 % (MF) @1kHz 20°C	~...+ (Ausführung)	200000 ... 300000 (@85°C; Tmax:105°C)
	Polyethylen-naphthalat (FKN/ MKN)	1), 2)	1nF...4,7µF	16V...1kV	-55...85...125	±5; ±10	k.A.	k.A.	k.A.
	Polyphenylensulfid (FKI/ MKI)	1), 2)	100pF...3,3µF	10V...600V	-55 (-40)...(85) 125	±2; ±5 (±20)	k.A.	k.A.	k.A.
	Polypropylen (FKP/ MKP)	1), 2)	100pF...3000µF	50V...3kV	-50...-25...60...150	±2...±20	k.A.	k.A.	100.000...300.000 (@85°C; Tmax:110°C)
	Polystyrol (FKS/ MKS)	1), 2)	10pF...30nF	63V...630V	-40...70...85	±1; ±2 (±10)	k.A.	k.A.	k.A.

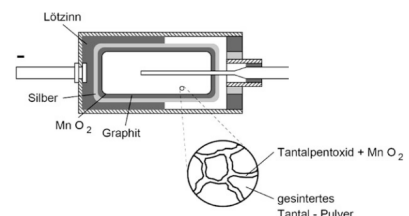
1) Wickelkondensator



2) Schichtkondensator



3) Massekondensator (Bsp. Tantal-Sinter)



Quelle: Abbildungen entnommen aus [23, S. 206 ff.]

Abbildung 2.25: Vergleich der verschiedenen Kondensatorarten mit den wichtigsten Kenngrößen: gelbe Markierung - kritische Kenngröße für hohe Umgebungstemperaturen im automotive Sektor, k.A. - keine Angaben verfügbar

Je nach Einsatzgebiet des Kondensators sind unterschiedliche Kondensatortypen möglich. Die folgenden Diskussionen beziehen sich auf den Zwischenkreis- bzw. Kommutierungskondensator, da dieser den größten Anteil zum Gesamtvolumen darstellt (vgl. Abbildung 2.10). Die Anforderungen hierbei sind:

- große Kapazität (ca. 0,5 mF pro kW Ausgangsleistung)
- hohe Pulsstrombelastbarkeit (ca.  $10 A_{RMS}$  pro kW Ausgangsleistung): **diese ist auslegungsbestimmend**
- maximale Temperatur  $> 100^\circ\text{C}$
- Serienwiderstand: niedrig
- Serieninduktivität: niedrig
- Energiedichte: sehr hoch
- Lebensdauer: produktabhängig  $> 6.000$  h.

Es ist ersichtlich, dass Elektrolytkondensatoren und Keramikkondensatoren sich für integrierte Hochstromsysteme im Zwischenkreis aufgrund ihrer großen Pulsbelastbarkeit und des großen Temperaturbereichs sehr gut eignen. FKN/MKN Folienkondensatoren haben ebenfalls einen großen Temperaturbereich - der größte Nachteil ist das große Bauvolumen bzw. die niedrige Energiedichte. Keramikkondensatoren, Aluminium- bzw. Aluminium-Polymer-Elektrolytkondensatoren weisen eine hohe Energiedichte auf. Im Package Vergleich der Keramikkondensatoren hat das 1206 Package die größte Energiedichte bezogen auf das Volumen bzw. der Elektrolytkondensator die größte Energiedichte auf die benötigte Platinenfläche.[17]

Im Folgenden werden die Besonderheiten der Kondensatortypen und die Auslegungskriterien herausgearbeitet.

**Elektrolytkondensator im Zwischenkreis:** Ein wichtiger Punkt für den Einsatz eines Elektrolytkondensators im Zwischenkreis ist die Lebensdauer. Als Lebensdauer bezeichnet man den Zeitraum, in dem die Eigenschaften des Kondensators innerhalb der Toleranzgrenze liegen. In der Auslegungsphase des Systems muss das thermische Verhalten des Kondensators auf Basis von Belastungszyklen ermittelt werden. Aus dem thermischen Verhalten kann die effektive Lebensdauer des Kondensators bestimmt werden. Eine optimierte Auslegung des Elektrolytkondensators ist besonders wichtig. Eine zu knappe Auslegung der Lebensdauer kann zu einem frühzeitigen Systemausfall führen. Eine zu große Reserve in der Lebensdauer bzw. eine Auslegung nach maximaler Stromstärke führt zu einem System mit zu großem Systemvolumen, so dass eine Systemintegration im schlechtesten Fall nicht mehr möglich ist. Für den Einsatz in automotive Anwendungen sind aktuell zertifizierte Hochstrom- und Hochtemperaturkondensatoren am Markt verfügbar. Für die nachfolgenden Untersuchungen werden folgende Serien und Hersteller betrachtet:

- Hersteller EPCOS/TDK: B41691/B41791 Serie: Stromtragfähigkeiten bis zu  $20 A_{RMS}$  pro Kondensator, Temperatur bis  $150^\circ\text{C}$ , Lebensdauer bei  $125^\circ$  und  $I_{AC-nenn} > 8.000$  h



- Hersteller Kemet: PEG/PEH Serie: Stromtragfähigkeiten bis zu  $23 A_{rms}$  pro Kondensator, Temperatur bis  $150^\circ \text{C}$ , Lebensdauer bei  $105^\circ > 5.000 \text{ h}$
- Hersteller Nippon Chemi-Con: Hybrid-Kondensatoren - HXC Serie: Stromtragfähigkeiten bis zu  $1,4 A_{RMS}$  pro Kondensator, Temperatur bis  $125^\circ \text{C}$ , Lebensdauer bei  $125^\circ$  und  $I_{AC-nenn} > 4.000 \text{ h}$  - Besonderheit: sehr kleine SMD Bauform (typ.  $\varnothing D < 10 \text{ mm}$ )

**Keramikkondensator im Zwischenkreis:** Im Rahmen der Auslegung eines Keramik-Zwischenkreises muss der Kapazitäts-Rückgang (Derating) aufgrund der anliegenden Spannung berücksichtigt werden. Je größer die Kapazität auf dem gewählten Package wird, umso niedriger ist die tatsächliche Kapazität an der Nennspannung. Dies liegt an der feldabhängigen Permittivität  $\epsilon$  des Materials. Eine weitere Besonderheit des Keramikkondensators liegt in der mechanischen Empfindlichkeit. Mechanische Belastungen führen zu einer Rissbildung (engl. crack) und in der Regel zur Berührung der Nachbarelektroden (Kurzschluss). Fahrzeugelektroniken sind einer hohen Vibrationsrate ausgesetzt. Wird ein Kondensator im Zwischenkreis durch mechanische Belastung zerstört, kann dies durch den entstehenden Kurzschluss zum Entlöten des Bauteils bzw. im schlimmsten Fall zum Brand der Baugruppe führen. Bei bestimmten Keramikmaterialien gibt es außerdem den inversen Piezo-Effekt. Dieser führt zu einer mechanischen Belastung des Kondensators. Zu große elektrische Schwingungen auf dem Zwischenkreis führen zu mechanischen Schwingungen des Kondensators.

Für Kondensatoren in schnellen Impulsanwendungen spielen die parasitären Elemente wie z.B. die Anschlussinduktivität eine große Rolle. Die Leiterbahn zum Anschluss des Kondensators zählt ebenfalls als Anschlussserieninduktivität.

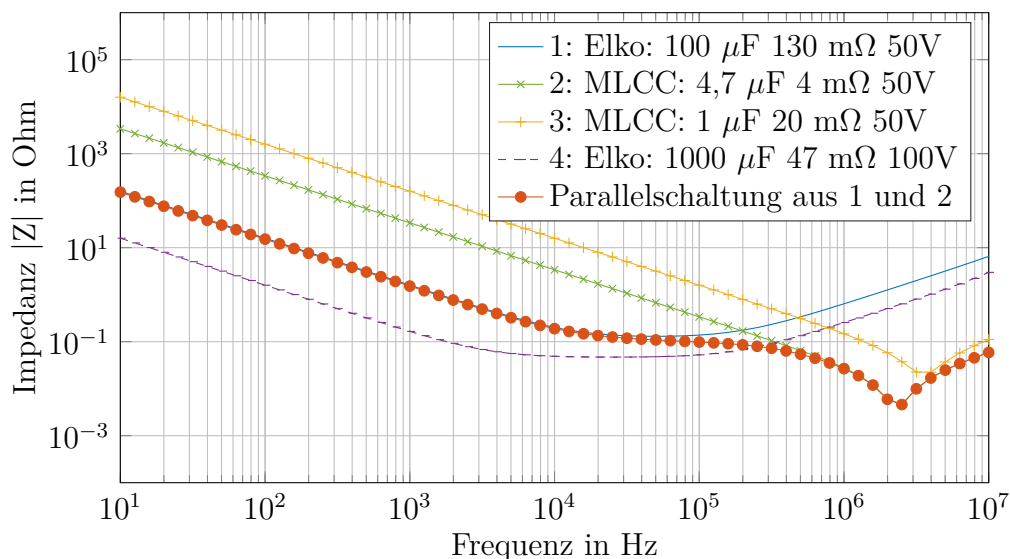


Abbildung 2.26: Impedanzkurven verschiedener Kondensatoren - ermittelt durch eine LT-Spice AC-Simulation von hinterlegten Kondensatormodellen

In Abbildung 2.26 ist die Impedanz-/Frequenzcharakteristik für verschiedene Kondensatoren und unterschiedliche Ersatzparameter und Dämpfungen aufgetragen. Es ist ersichtlich, dass ein Elektrolytkondensator nur etwa bis 100 kHz dämpfend auf den zu filternden Strom wirkt. Durch den induktiven Anteil werden hochfrequente spektrale Anteile sogar wieder verstärkt. Ein Keramikkondensator hat, aufgrund seiner geringen Kapazität, bei niedriger Frequenz nur eine geringe Dämpfung auf den zu filternden Wechselstrom. Bei hohen Frequenzen hat er aufgrund seines sehr kleinen ESR und ESL eine sehr kleine Impedanz. Eine Parallelschaltung von Elektrolytkondensator und Keramikkondensator führt zu einer breitbandigen Dämpfung des zu filternden Wechselstroms.

Bei hohen Schaltgeschwindigkeiten entsteht ein Stromspektrum mit einem großen Anteil an hochfrequenten Oberschwingungen. Diese führen zu einer starken Strombelastung des Keramikkondensators. In Abbildung 2.27 a) ist der gemessene Stromimpuls für den Aufladevorgang eines X7R 1206  $2,2\mu\text{F}$  Keramikkondensators dargestellt. Es ist eine deutliche Belastung des Kondensators mit einem Strompeak von 130 A zu erkennen. Dies führte zu einem Ausfall des Kondensators nach wenigen Zyklen. In Abbildung 2.27 b) ist die X-Ray-Analyse des Kondensators mit einem deutlich Riss zu sehen. Eine offene Frage ist an dieser Stelle die maximale Strombelastbarkeit, die Auswahl und Klassifizierung des Keramikkondensators.

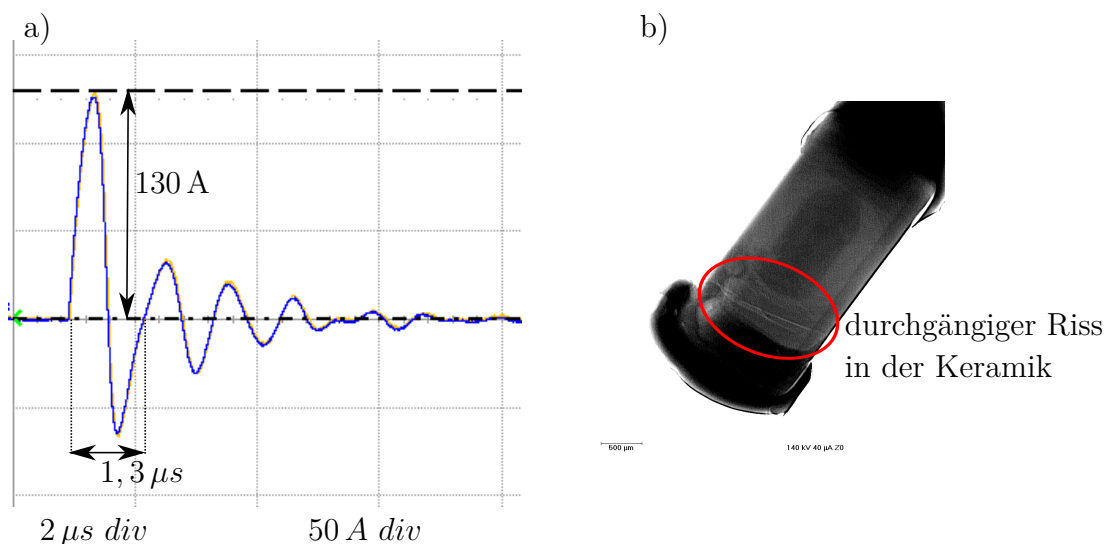


Abbildung 2.27: a) Gemessener Stromimpuls durch einen X7R 1206  $2,2\mu\text{F}$  Keramikkondensator im Aufladevorgang; b) Röntgen (X-Ray) Analyse des entstandenen Risses durch die starke Strombelastung des Kondensators

### 2.4.7 Magnetwerkstoffe für Anwendungen in der Leistungselektronik

Allgemein unterscheidet man hartmagnetische Werkstoffe (Permanentmagnete – z.B. AlNiCo oder FeBNe) und weichmagnetische Werkstoffe. Hartmagnetische Werkstoffe werden zum Beispiel für die Permanentmagnete in elektromechanischen Energiewandlern (z.B. bei PESM) verwendet. In diesem Kapitel soll es ausschließlich um die Einsatzgebiete und den Vergleich von weichmagnetischen Werkstoffen für leistungselektronische Systeme gehen. Bei weichmagnetischen Werkstoffen unterscheidet man prinzipiell folgende Arten:

- Ferrite (Metalloxide z.B.  $Fe_2O_3$ )
- Eisenpulverkerne
- Legierungen (Elektrobleche)
- Amorphe Metalle (Schnittbandkerne)

Die Auswahl der Werkstoffe hängt vom Einsatzgebiet und den entsprechenden Anforderungen ab. Die ausschlaggebenden Auswahlkriterien sind die **Sättigungsflussdichte** und die **spezifischen Kernverluste**. Im Bereich der DC-DC-Wandler unterscheidet man DC-Drosseln (bzw. Flyback-Transformator), AC-Drosseln und HF-Transformatoren. Die Anforderungen an das Einsatzgebiet sind in Tabelle 2.7 dargestellt.

Tabelle 2.7: Anforderungen an Magnetwerkstoffe in Abhängigkeit von der Anwendung, niedrig: ↓, mittel: →, hoch: ↑

Kategorie	DC-Drossel	AC-Drossel	HF-Transformator
rel. Permeabilität $\mu_r$	↓	↓	↑
$B_{sat}$	↑	$= \Delta B_{HF} + \Delta B_{(1)}$	$= \Delta B$
$\Delta B$	→, ↓	↑	↓
DC-Bias	$f(I_{AV}, N, A_L, A_{fe})$	0	0
max. Temperatur	150°C	150°C	150°C
typ. Frequenzbereich	50 kHz – 500 kHz	50 kHz – 200 kHz	50 kHz – 200 kHz
Luftspalt	ja	ja	nein

Ein Übersicht zur Auswahl der Magnetmaterialien in Abhängigkeit vom Einsatzgebiet ist in [24] zu finden.

Für den HF-Trafo wird das Ferritmaterial N97<sup>12</sup> ausgewählt. Dieses ist durch einen hohen Temperaturbereich und niedrige Verluste auch bei hohen Temperaturen charakterisiert. Für den Einsatz als DC-Drossel wird das Material MPP<sup>13</sup> ausgewählt. Dieses ist durch einen guten Kompromiss aus Sättigungsflussdichte, maximaler Temperatur und spezifischen Kernverlusten gekennzeichnet.

<sup>12</sup>Herstellerbezeichnung der Fa. TDK

<sup>13</sup>Herstellerbezeichnung der Fa. von Magnetics Inc.

## 2.5 Zusammenfassung und Optimierungspotentiale

### Anforderungen:

Die Herausforderungen im Bereich der Fahrzeugelektronik ergeben sich durch die hohen Temperaturen ( $T_a > 90^\circ\text{C}$ ), die begrenzte Baugröße und die gewünschte Verbesserung der Effizienz ( $\eta > 95\%$ ), die Leistungsdichte ( $\rho > 2\text{ kW/l}$ ), das Leistungsgewicht und die spezifischen Kosten. Die Einhaltung von entsprechenden Normen und Regulierung ist selbstverständlich, wobei die Normungslandschaft für Elektrofahrzeuge in [25] aufgezeigt wird. Für Fahrzeuge allgemein gilt die in [26] beschriebene ISO 26262 bzw. für 12 V/48 V-Bordnetze die herstellerspezifischen Regulierungen LV 124 und LV 148.

### Topologien:

Die Analyse von bestehenden Beispielsystemen für 12 V/48 V Anwendungen zeigt einen Optimierungsbedarf hinsichtlich der Aufbau- und Verbindungstechnik, der verbesserten Ausnutzung von aktiven und passiven Komponenten sowie der Verringerung des Bauvolumens.

Die Untersuchung von verschiedenen Umrichter-Topologien zeigte, dass die klassische B6-Brücke im Vergleich zur H-Brückentopologie keine signifikanten technischen Nachteile aufweist. Hinsichtlich der Wirtschaftlichkeit ist sie durch einen geringeren Bauelementeaufwand und einer besseren Ausnutzung der Halbleiter gekennzeichnet. In den weiteren Untersuchungen wird daher die B6-Brücke betrachtet.

Als Topologie für einen 12 V/48 V DC-DC-Wandler wird ein Full-Bridge-Converter mit Current-Doubler auf der 12 V-Seite gewählt. Im Vergleich zu den untersuchten Topologien ist dieser durch niedrigste Durchlassverluste der Leistungsschalter in Kombination mit einem geringem Filtervolumen gekennzeichnet. Für eine Ansteuerung des Wandlers im optimalen Arbeitspunkt wird eine zweite Wandlerstufe als Buck-/Boost-Converter eingesetzt.

### Stand der Technik auf Komponentenebene:

Aufgrund der Flexibilität in der Gestaltung der Zwischenkreisanbindung und der Gestaltungsfreiheit für eine Systemintegration erfolgt eine Festlegung auf PCB-basierte Systeme. Eine Erhöhung der Stromtragfähigkeit und des thermischen Managements von PCB-Lösungen kann durch Sondertechnologien erfolgen. Als Sonderausführung wird eine Demonstratorplatine mit Kupfer-Inlay-Technologie vorgestellt.

Es folgt ein Vergleich von verschiedenen aktuell verfügbaren Si-/SiC-/GaN-Schaltertechnologien. Für die folgenden Untersuchungen werden alle Technologien mit in die Betrachtungen einbezogen.

Ein weiterer wichtiger Aspekt ist die bessere Ausnutzung von passiven Bauelementen. Für Kondensatoren in Hochstromanwendungen werden Elektrolytkondensatoren spezieller Hochstromserien der Hersteller TDK, Kemet, Nippon ChemiCon ausgewählt. Diese sind durch eine große Strombelastbarkeit und eine thermische Anbindung des Kondensatorwickels gekennzeichnet. Die Auswahl geeigneter Keramikkon-

densatoren für hohe Pulsbelastbarkeit wird als weiterer Untersuchungsschwerpunkt gesehen.

Als Magnetmaterialien für eine Hochtemperaturanwendung kommt das Ferritmaterial N97 (Hersteller TDK) und das Eisenpulvermaterial MPP (Hersteller Magnetics Inc.) zum Einsatz. Diese sind durch einen guten Kompromiss aus Sättigungsflussdichte, maximaler Temperatur und spezifischen Kernverlusten gekennzeichnet.



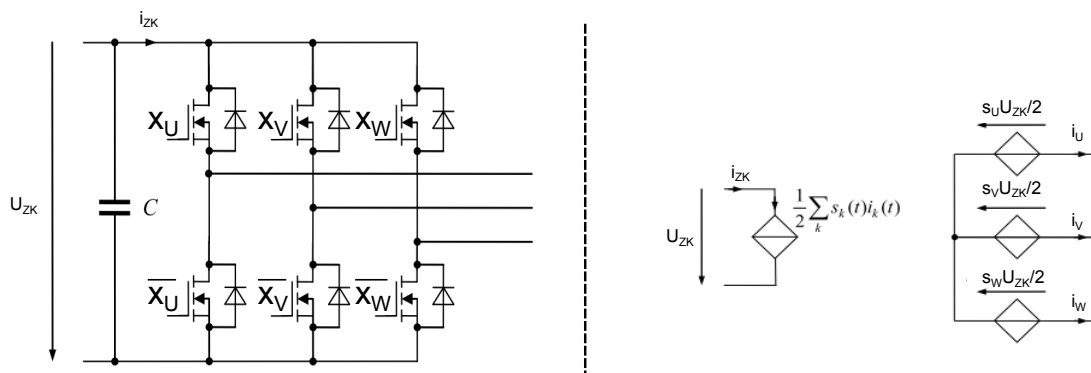
## Kapitel 3

# Analytische Grundlagen der untersuchten Konverter

**Ziel** dieses Kapitels ist es, die grundlegende Funktionsweise, Ansteuerverfahren und Bauelementebelastung der zu untersuchenden Leistungselektronik darzustellen. Die abgeleiteten Formeln bilden die Basis für die nachfolgende Optimierungsmethodik.

## 3.1 Antriebsumrichter - Ansteuerverfahren und Bauelementebelastung

### 3.1.1 Modellbeschreibung des schaltenden Systems



**Quelle:** in Anlehnung an [27, S. 54]

Abbildung 3.1: links) Umrichter ausgeführt mit MOSFETs; rechts) Systemmodell mit gesteuerten Quellen,  $s_i = 2x_i - 1$

Für den Umrichter lässt sich mithilfe der Schaltfunktion  $x_i(t) \in \{0, 1\}; i \in \{U, V, W\}$  ein Modell mithilfe gesteuerter Quellen entwickeln. Für die Ausgangsspannung (Phase-Mittelpunkt-Spannung) ergibt sich die Beschreibung gemäß Formel 3.1. Der Zwi-

schenkreisstrom setzt sich aus der Summe der Ströme in Abhängigkeit von der Schalterstellung zusammen (Gleichung 3.2). Durch eine Berechnung des vollständigen Maschensatzes ergeben sich die Sternpunktspannung  $u_{K0}$  (Gleichung 3.3) und die Phasen-Sternpunkt-Spannung  $u_i$  (Gleichung 3.4). [28, S.243 ff.]

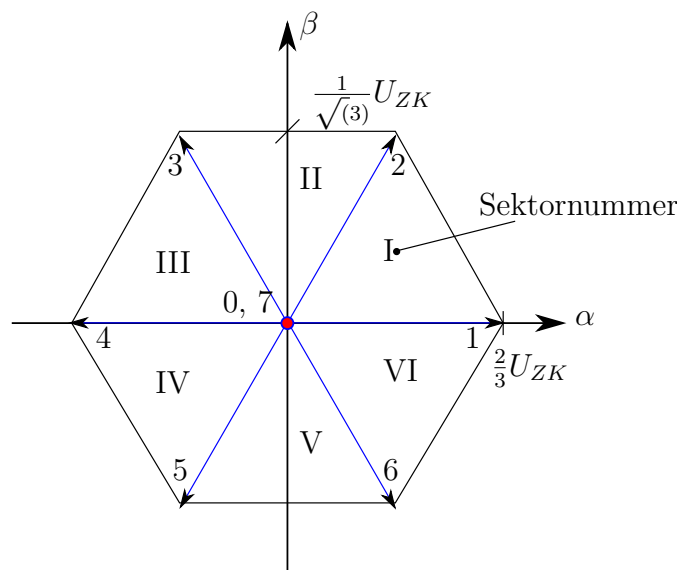
$$u_{i0}(t) = \frac{U_{ZK}}{2} \underbrace{(2x_i(t) - 1)}_{s_i(t)} \quad (3.1)$$

$$i_{ZK}(t) = x_U(t)i_U(t) + x_V(t)i_V(t) + x_W(t)i_W(t) \quad (3.2)$$

$$u_{K0}(t) = (s_U(t) + s_V(t) + s_W(t)) \frac{U_{ZK}}{6} \quad (3.3)$$

$$u_i(t) = u_{i0}(t) - u_{K0}(t) \quad (3.4)$$

Die unterschiedlichen Schalterzustände und die sich ergebenden Spannungen sind in [28, S.243 ] dargestellt. Führt man nun eine Koordinatentransformation von dem dreiphasigen System in das  $\alpha - \beta$ -Koordinatensystem (vgl. Gleichung 8.1 im Anhang A3 auf S. 187) durch, so ergeben sich für die einzelnen Schalterstellungen definierte Raumzeiger gemäß Abbildung 3.2.



**Quelle:** [27, S. 59]

Abbildung 3.2: Raumzeigerdiagramm für die einzelnen Schalterzustände des Umrichters und Sektorbezeichnung

### 3.1.2 Ansteuerverfahren

### 3.1.2.1 Blocktaktung

Die Blocktaktung ist die einfachste Art der Umrichtersteuerung. Die Schalterstellungen werden entsprechend der gewünschten Ausgangsfrequenz  $\omega$  in den Abständen



$\Delta\varphi = 2\pi/6$  umgeschaltet. Dies bedeutet ein Durchlauf aller Vektoren (ohne Nullvektoren) in einer Periode (vgl. Abbildung 3.2). Die Länge eines Vektors entspricht der maximalen Phasenspannung  $\hat{U}_i = \frac{2}{3} U_{ZK}$ . Die Amplitude der 1. Harmonischen beträgt  $\frac{2}{\pi} U_{ZK} = 0,636 U_{ZK}$ . Die Übertragungsfunktion des Umrichters in Blocktaktung ergibt sich somit zu:

$$u_{i-(1)}(t) = \frac{2}{\pi} U_{ZK} \sin(\omega t) \quad (3.5)$$

Vorteil dieser Ansteuerart ist der große erreichbare Aussteuerbereich. In der Antriebstechnik ist dieser für eine maximal erreichbare Drehzahl ohne Feldschwächbetrieb der Maschine notwendig. Die Frequenz der Ausgangsspannung des Umrichters kann durch die Geschwindigkeit der Vektorumschaltungen gesteuert werden. Ein weiterer Vorteil sind die geringen Schaltverluste, da die Ansteuerung mit einem Minimum an Schalterumschaltungen auskommt. Von großem Nachteil ist jedoch die Steuerung der Ausgangsamplitude. Dies ist nur über ein zusätzliches Stellglied zur Variation der Zwischenkreisspannung möglich. Die komplette Darstellung der entsprechenden Phasenspannungen und Ströme ist sehr umfangreich. Es soll daher an dieser Stelle auf die weiterführende Literatur [29, S. 251 ff.] verwiesen werden.

### 3.1.2.2 Unterschwingungsverfahren/Supersinusmodulation

Beim Unterschwingungsverfahren werden die Ausgangsspannungen durch eine Pulsweitenmodulation gebildet. Hierfür werden drei sinusförmige Referenzspannungen mit einer Dreieckfunktion verglichen. Dadurch entsteht für jede Phase das entsprechende Pulsmuster zur Erzeugung der Ausgangsspannung. Bildet man den Kurzzeitmittelwert<sup>1</sup> des pulswertenmodulierten Ausgangssignals, so ergibt sich für die 1. Harmonische der Ausgangsspannung die Funktion 3.6 [28, S. 269 ff.]. Es wird dabei der Modulationsgrad  $M_u$  durch Formel 3.7 definiert. Im Gegensatz zur Blocktaktung ist hier die Sternpunktspannung im Mittel über eine Schaltperiode Null [30, S. 67]. Die maximale erreichbare Ausgangsspannung  $U_i$  ist somit  $U_{ZK}/2$ , d.h. die maximale Aussteuerung beträgt 79% der maximalen Aussteuerung der Blocktaktung. Dies ist ein deutlicher Nachteil dieses Ansteuerverfahrens.

$$u_i(t) = \frac{U_{ZK}}{2} M_u \sin(\omega_N t) \quad (3.6)$$

$$M_u = \frac{\hat{U}_{i-(1)}}{U_{ZK}/2} \quad (3.7)$$

Im Raumzeigerdiagramm kann die PWM-Modulation durch einen Kreis mit Radius  $\frac{U_{ZK}}{2}$  eingezeichnet werden (siehe Abbildung 3.3 links). Die Amplitude und Frequenz der Ausgangsspannung wird durch den Modulationsgrad  $M_u$  und  $\omega_N$  der Sollfunktion  $u_i^*(t)$  vorgegeben. Nachteilig sind allerdings die vergleichsweise hohen Schaltverluste, die durch das häufige Umschalten hervorgerufen werden. Auf die genauen Kurvenverläufe und Bestimmung der Kenngrößen soll hier nicht weiter eingegangen werden.

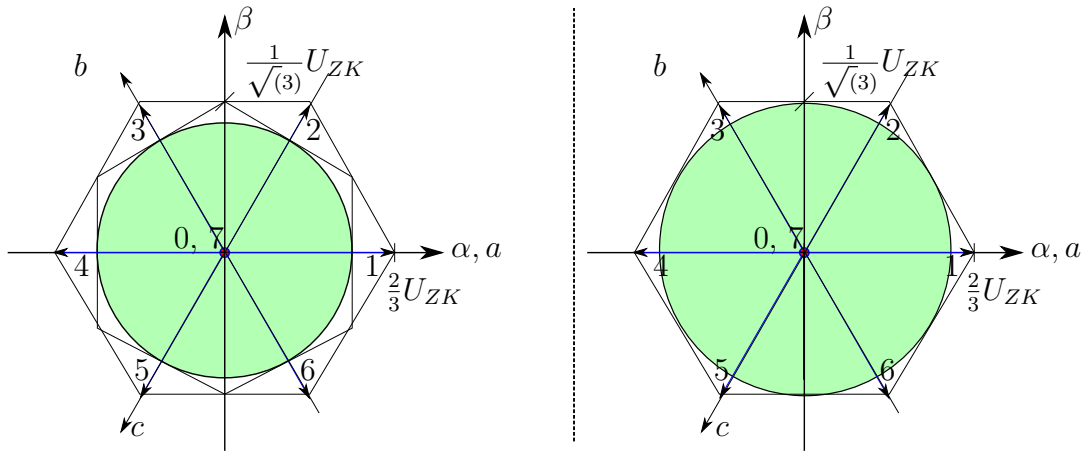
---

<sup>1</sup>über eine Schaltperiode gebildeter Mittelwert

Die entsprechenden Darstellungen sind in der weiterführenden Literatur [28, S. 269 ff.] zu finden.

Eine Möglichkeit zur Erhöhung der maximal erreichbaren Ausgangsspannung ist die Supersinusmodulation. Zur Grundschiwingung wird eine Funktion mit dreifacher Grundschiwingungsfrequenz gemäß Gleichung 3.8 überlagert (Nullsystem). Die Amplitude der zu überlagernden Schwingung beträgt typischerweise  $\frac{1}{6}M_u$ . Dadurch kann der Modulationsgrad  $M_u$  der 1. Harmonischen auf einen Wert von  $\frac{1}{\sin(60^\circ)} = 1,15$  erhöht werden. Der vergrößerte Aussteuerbereich ist in Abbildung 3.3 rechts dargestellt.

$$u_i(t) = \frac{U_{ZK}}{2}(M_u \sin(\omega_N t) + \frac{M_u}{6} \sin(3\omega_N t)) \quad (3.8)$$



Quelle: in Anlehnung an [27, S. 65,67]

Abbildung 3.3: Aussteuerung ohne (links) und mit Supersinusmodulation (rechts)

### 3.1.2.3 Raumvektormodulation (SVPWM)

Für die Bildung eines beliebigen Raumvektors  $\underline{U}_{soll}$  werden die Basisraumzeiger 0 - 7 (vgl. Abbildung 3.2) in einer Schaltperiode mit entsprechenden Zeiten  $t_x$  eingeschalten, so dass der Kurzzeitmittelwert über einer Schaltperiode dem gewünschten Sollwertvektor  $\underline{U}_{soll}$  entspricht (vgl. Gleichung 3.9). Die entsprechenden Schaltzeiten berechnen sich nach Gleichung 3.10. Die Spannungen  $\underline{U}_1$  und  $\underline{U}_2$  entsprechen dabei den Basisraumzeigern 1 und 2 im Falle des Sektors I. Für die anderen Sektoren sind die Basisvektoren entsprechend zu verschieben (vgl. Abbildung 3.2).

$$\underline{U}_{soll} = \frac{t_1}{T_p} \underline{U}_1 + \frac{t_2}{T_p} \underline{U}_2 = \frac{1}{T_p} \underbrace{\begin{bmatrix} \underline{U}_1 & \underline{U}_2 \end{bmatrix}}_{T_{SVPWM}} \begin{bmatrix} t_1 \\ t_2 \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

$$\begin{bmatrix} t_1 \\ t_2 \end{bmatrix} = T_p \cdot T_{SVPWM}^{-1} \cdot \underline{U}_{soll} \quad (3.10)$$

Die maximal erreichbare Amplitude der Grundschiwingung beträgt  $\frac{1}{\sqrt{3}}U_{ZK}$  (vgl. Abbildung 3.3 rechts). Berechnet man den Kurzzeitmittelwert der sich ergebenden Phasenspannung  $u_{i0}(t)$ , so ergibt sich die in Abbildung 3.4 dargestellte zusammengesetzte Funktion. Auch hier ist ein überlagertes Nullsystem ersichtlich. Weitere Informationen können aus [31] entnommen werden.

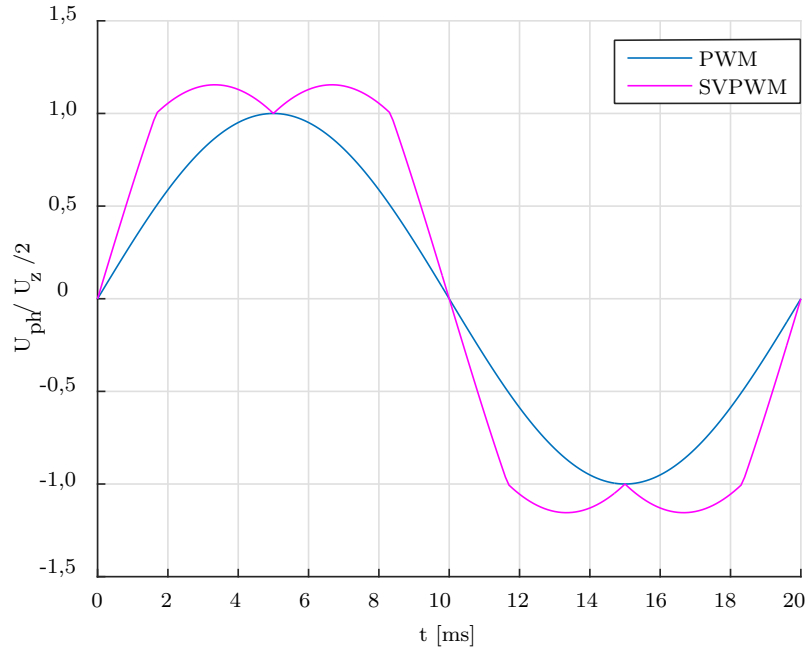


Abbildung 3.4: Kurzzeitmittelwerte der Phasenausgangsspannung für klassische PWM und SVPWM

### 3.1.3 Analytische Bestimmung der Bauelementestrombelastung

Die Bestimmung der Strombelastung ist insbesondere für die Auswahl der Bauelemente mit der entsprechenden Stromtragfähigkeit als auch für die Auslegung der thermischen Anbindung von besonderer Relevanz. Für eine schnelle Auslegung der Bauelemente werden im folgenden Kapitel die Bauteilebelastungen aus entsprechenden Mittelwertmodellen abgeleitet. Der Rechengang für sinusförmige Aussteuerung erfolgt hierfür in zwei Schritten:

1. Bestimmung des Effektivwertes über eine Schaltperiode  $T_p$  - Ergebnis ist eine Funktion mit einer Abhängigkeit vom Tastverhältnis:  $X_{RMS-Tp}(t) = f(d(t))$
2. Berechnung des mittleren Effektivwertes über die gesamte Grundwelle  $T_N$

Für die grundlegende Bestimmung der Bauelementebelastung des Umrichters müssen der Phasen- und Zwischenkreisstrom bestimmt werden. Der Phasenstrom kann einerseits direkt aus den Maschinengleichungen (siehe Kapitel 4.2.2) oder aus der Ausgangsleistung berechnet werden. Der Phasenstrom ergibt sich anhand der vorge-

gebenen mechanischen Leistung, dem Phasenwinkel und dem Maschinenwirkungsgrad zu Gleichung 3.11. Der Eingangsstrommittelwert kann über den Mittelwert der einzelnen Schalterzustände bei der verwendeten SVPWM berechnet werden [32].

$$I_{ph-RMS} = \frac{P_{mech}}{\sqrt{3} \cdot U_{LL-RMS} \cdot \cos(\varphi) \cdot \eta_{PESM}} \quad \text{mit} \quad U_{LL-RMS} = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot M_u \cdot \frac{U_{ZK}}{2} \quad (3.11)$$

$$I_{ZK-AV} = \frac{3\sqrt{2}}{4} I_{ph-RMS} M_u \cos(\varphi) \quad (3.12)$$

### 3.1.3.1 Leistungsschalter

Für die Berechnung des effektiven Schalterstromes bzw. der Verlustleistung nach o.g. Prinzip ergeben sich in Abhängigkeit vom eingesetzten Schalter folgende Formeln:

#### MOSFET als Leistungsschalter

Ansatz entnommen aus [33]: Gleichung 3.13

$$p_{V-Tp-MOS}(t) = \frac{R_{DSon}}{T_p} \int_0^{T_p} i_T^2(t) dt = d(t) i_{ph}^2(t) R_{DSon} \quad (3.13)$$

$$= \underbrace{\left( \frac{1}{2} + \frac{M_u}{2} \sin(\omega_N t + \varphi) \right)}_{d(t)} i_{ph}^2(t) R_{DSon} \quad (3.14)$$

$$P_{V-TN-MOS} = \frac{1}{T_N} \int_0^{T_N} p_{V-Tp-MOS}(t) dt \quad (3.15)$$

$$= R_{DSon} \hat{I}_{ph}^2 \frac{1}{T_N} \int_0^{T_N} \left( \frac{1}{2} + \frac{M_u}{2} \sin(\omega_N t + \varphi) \right) \sin^2(\omega_N t) dt \quad (3.16)$$

$$= R_{DSon} I_{T-RMS}^2 = R_{DSon} \hat{I}_{ph}^2 / 4 \quad (3.17)$$

#### IGBT mit Freilaufdiode als Leistungsschalter

Ansatz entnommen aus [34, S. 286 ff.]

$$p_{V-Tp-IGBT}(t) = \frac{1}{T_p} \int_0^{T_p} i_T(t) \cdot U_{CE0} + r_{CE} \cdot i_T^2(t) dt \quad (3.18)$$

$$= \underbrace{\left( \frac{1}{2} + \frac{M_u}{2} \sin(\omega_N t + \varphi) \right)}_{d(t)} (i_{ph}(t) U_{CE0} + i_{ph}^2(t) r_{CE}) \quad (3.19)$$

$$P_{V-TN-IGBT} = \frac{1}{T_N} \int_0^{T_N/2} p_{V-Tp-IGBT}(t) dt \quad (3.20)$$

$$= \left( \frac{1}{2\pi} + \frac{M_u \cos(\varphi)}{8} \right) \cdot U_{CE0} \cdot \hat{I}_{ph} + \left( \frac{1}{8} + \frac{M_u \cos(\varphi)}{3\pi} \right) \cdot r_{CE} \cdot \hat{I}_{ph}^2 \quad (3.21)$$

$$p_{V-Tp-D}(t) = \frac{1}{T_p} \int_0^{T_p} i_D(t) \cdot U_F + r_D \cdot i_{IGBT}^2(t) dt \quad (3.22)$$

$$= \underbrace{\left( \frac{1}{2} + \frac{M_u}{2} \sin(\omega_N t + \varphi) \right)}_{d(t)} (i_{ph}(t) U_F + i_{ph}(t)^2 r_D) \quad (3.23)$$

$$P_{V-TN-D} = \frac{1}{T_N} \int_0^{T_N/2} p_{V-Tp-D}(t) dt \quad (3.24)$$

$$= \left( \frac{1}{2\pi} - \frac{M_u \cos(\varphi)}{8} \right) \cdot U_F \cdot \hat{I}_{ph} + \left( \frac{1}{8} - \frac{M_u \cos(\varphi)}{3\pi} \right) \cdot r_D \cdot \hat{I}_{ph}^2 \quad (3.25)$$

### 3.1.3.2 Zwischenkreiskondensator

Der Strom des Zwischenkreiskondensators ist abhängig von den Strömen der drei Halbbrücken sowie von der aufgenommenen Wirkleistung des Systems. Um die zusammengesetzten Ströme der Halbbrücken bestimmen zu können, wird eine Rechnung für die SVPWM durchgeführt. In dieser Modulationsart sind die entsprechenden Schalterstellungen leicht aus der Abbildung 3.3 ablesbar. Es ergibt sich für den Sektor I mit den Zeigern 1 und 2 der Ansatz gemäß Gleichung 3.26 zur Berechnung des Effektivstromes für eine Schaltperiode  $T_p$ . Der Mittelwert dieses Effektivstromes über die gesamte Grundwellenperiode entspricht dem Mittelwert des Effektivstromes über einen Sektor (siehe [32]). Aus dem Umrichtereingangsstrom  $I_{ZK-AV}$  und dem Brückeneffektivstrom  $I_{ZK-RMS}$  kann schließlich die Strombelastung des Zwischenkreiskondensators  $I_{C-ZK-RMS-(1)}$  gemäß Gleichung 3.28 bestimmt werden. [32]

$$i_{ZK-Tp-RMS}^2(t) = \frac{1}{T_p} \int_0^{T_p} i_{ZK}^2(t) dt = \frac{t_1}{T_p} i_U^2 + \frac{t_2}{T_p} (i_V^2 + i_W^2) \quad (3.26)$$

$$I_{ZK-RMS}^2 = \frac{6}{T_N} \int_0^{T_N/6} i_{ZK-Tp-RMS}^2(t) dt \quad (3.27)$$

$$I_{C-ZK-RMS-(1)}^2 = I_{ZK-RMS}^2 - I_{ZK-AV}^2 \quad (3.28)$$

Die vollständige Herleitung ist in [32] zu finden. Es ergibt sich die Gleichung 3.29 für die analytische Berechnung des Zwischenkreiskondensatorstromes.

$$I_{C-ZK-RMS-(1)} = I_{ph-RMS} \cdot \sqrt{M_u \left[ \frac{\sqrt{3}}{2\pi} + \left( \frac{2\sqrt{3}}{\pi} - \frac{9}{8} M_u \right) \cos^2 \varphi \right]} \quad (3.29)$$

In Abbildung 3.5 ist der Zwischenkreisstrom in Abhängigkeit vom Modulationsgrad  $M_u$  und vom  $\cos(\varphi)$  dargestellt. Es wird darin ersichtlich, dass das Maximum des Phasenstroms bei  $\cos(\varphi) = 1$  und einem Modulationsgrad  $M_u$  von 0,6 erreicht wird. Bei einem Modulationsgrad von  $M_u = 1$  ergibt sich ein Zwischenkreisstrom, welcher nahezu unabhängig vom  $\cos(\varphi)$  ist. Als Näherungsansatz für ersten Dimensionierungen kann  $I_{C-ZK-RMS-(1)} = \hat{I}_{ph}/2$  genutzt werden.

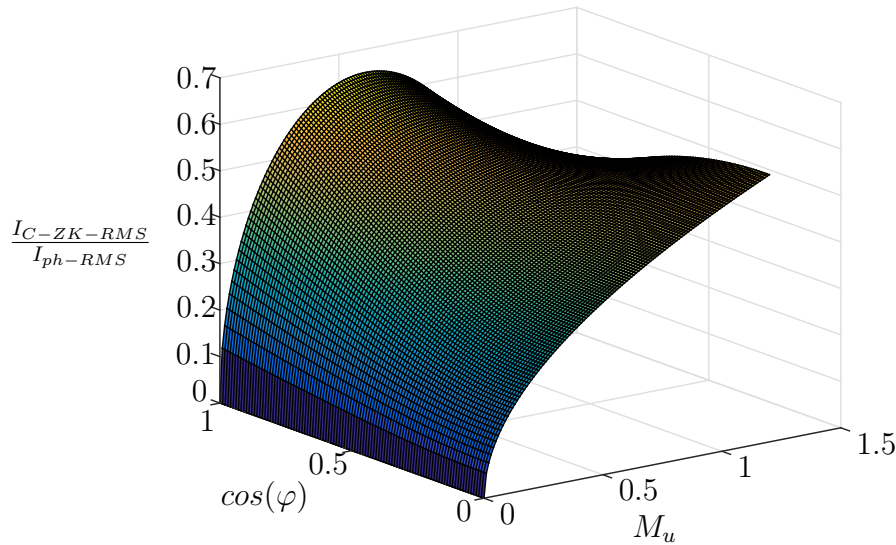


Abbildung 3.5: Darstellung des Zwischenkreisstromes in Abhängigkeit vom Modulationsgrad und Phasenwinkel

## 3.2 Grundlagen des Bordnetz DC-DC-Wandlers

### 3.2.1 Funktionsweise

In Abbildung 3.6 ist das Prinzipschaltbild der im Kapitel 2.4.2 erarbeiteten bidirektionalen DC-DC-Wandlertopologie, deren typische Schaltverläufe und Übertragungsfunktionen jeweils für den Buck- oder Boost-Betrieb dargestellt. Als Buck-Betrieb wird die Betriebsart bei einem Energiefluss von der HV- auf die LV-Seite bezeichnet. Der Boost-Betrieb hat einen Energiefluss in die entgegengesetzte Richtung.

Der ausgewählte DC-DC-Wandler ist eine zweistufige Topologie mit dem Ziel, den Full-Bridge-Converter immer im optimalen Arbeitspunkt  $D = 0,5$  und  $\Phi = 1$  zu betreiben. Die Steuerung des Energieflusses erfolgt durch den vorgeschalteten Boost-/Buck-Converter.

Besonderheit des Phase-Shift-Full-Bridge-Converters ist die Steuerung der Phasenlage im Buck-Betrieb. Durch dieses Steuerverfahren kann durch die Transformator-Streuinduktivität Nullspannungsschalten (Abk. ZVS<sup>2</sup>) erreicht werden. Im Boost-Betrieb wird der Wandler über den Tastgrad gesteuert. Eine Phasenlagensteuerung bzw. ZVS ist mit T6 und T8 nicht möglich.

Eine weitere Besonderheit der Schaltung ist die Current-Doubler-Schaltung. Im Gegensatz zum Vollbrückengleichrichter werden einerseits Halbleiterverluste gespart, andererseits werden die Drosseln nur mit der Hälfte des Stroms belastet. Die Drosseln können mit einer niedrigeren Induktivität, im Vergleich zu einem Aufbau ge-

---

<sup>2</sup>Zero Voltage Switching

maß Abbildung 2.17 ausgelegt werden. Durch den Phasenversatz des Stromflusses bei  $D = 50$  und  $\Phi \rightarrow 1$  löscht sich der Stromrippel komplett aus [13, S. 123, 124].

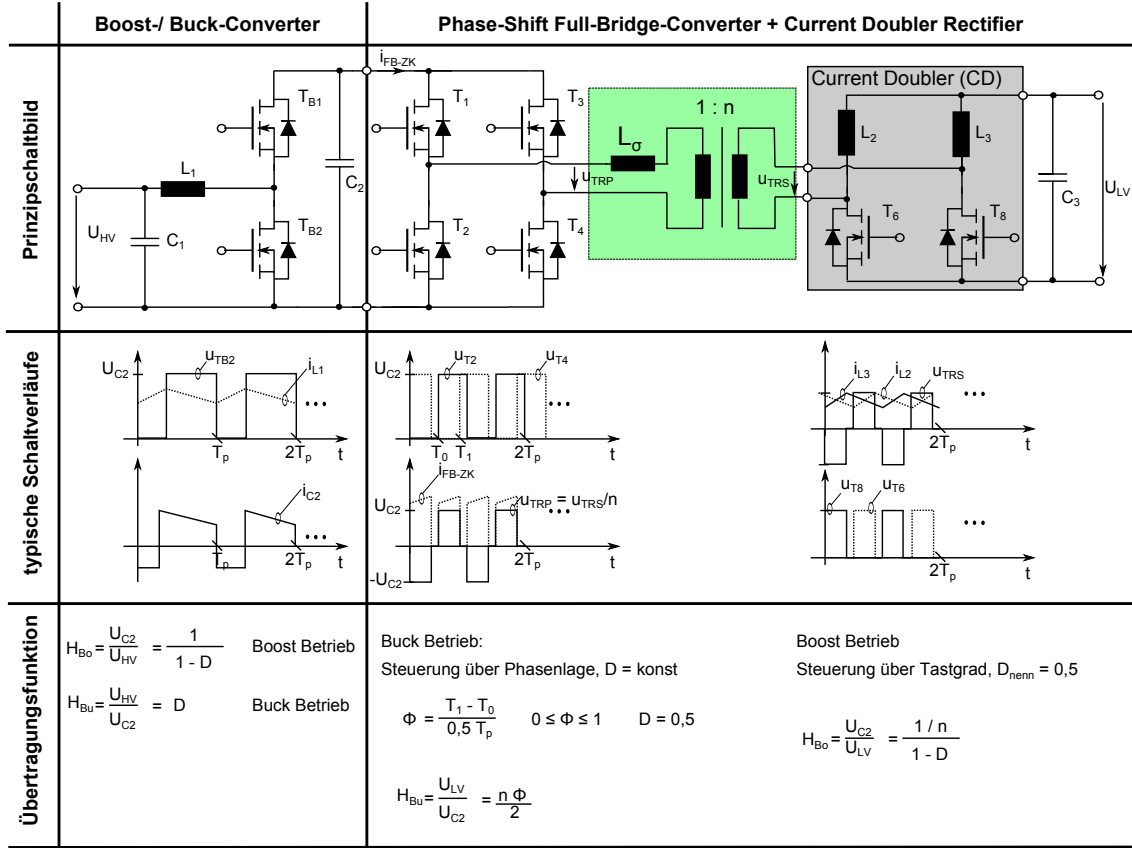


Abbildung 3.6: Prinzipschaltbild, typische Kurvenverläufe und Übertragungsfunktion des untersuchten DC-DC-Wandlers

### 3.2.2 Betriebsarten

Mit der klassischen Ansteuerung des Full-Bridge-Converters über das Tastverhältnis arbeitet der Wandler im hartschaltenden Betrieb. Weitere Details können [35, S. 563 ff.] entnommen werden. Wie bereits erwähnt kann durch eine Steuerung der Phasenlage  $\Phi$  ein entlastendes Schalten erreicht werden. Um das Prinzip des Nullspannungsschaltens zu verdeutlichen sind in Abbildung 3.7 drei ausgewählte Schalterstellungen dargestellt, um den Kommutierungsvorgang von  $T_1$  und  $T_4$  auf  $T_3$  und  $T_2$  zu veranschaulichen. Im ersten Schalterzustand sind  $T_1$  und  $T_4$  leitfähig. Der Strom fließt durch die Streuinduktivität  $L_\sigma$  und die Magnetisierungsinduktivität des Transformators. Im nächsten Schalterzustand wird  $T_4$  ausgeschaltet. Der eingepreßte Stromfluss durch  $L_\sigma$  fließt durch die Kapazitäten  $C_{DS3}$  und  $C_{DS4}$  und lädt diese so um, dass die Spannung an  $T_4$  steigt. Bei einer Spannung von  $U_{T4} = U_{C2} + U_F$  wird die Body-Diode von  $T_3$  leitfähig und begrenzt die Spannung auf  $U_{T4} = U_{C2} + U_F$  (Schalterzustand 3). Die Schalterspannung über  $T_3$  ist nahezu 0 (Flussspannung der Diode  $U_F$ ). Die gleiche Kapazitätsumladung erfolgt bei Abschalten von  $T_1$  auf der vorde-

ren Halbbrücke. Wird im nächsten Schalterzustand  $T_3$  und  $T_2$  leitfähig, so schalten diese bei einer Drain-Source-Spannung von nahezu 0 V ein. Wird ZVS komplett erreicht, entstehen bei der dargestellten idealisierten Betrachtung im Konverter keine Schaltverluste. Es entsteht ein quasiresonantes Schalten, bei welchem der Schalter durch die parallelen Kapazitäten entlastet wird. Weiterführende Informationen und die vollständigen Schaltverläufe sind in [36, S. 791 ff.] zu finden.

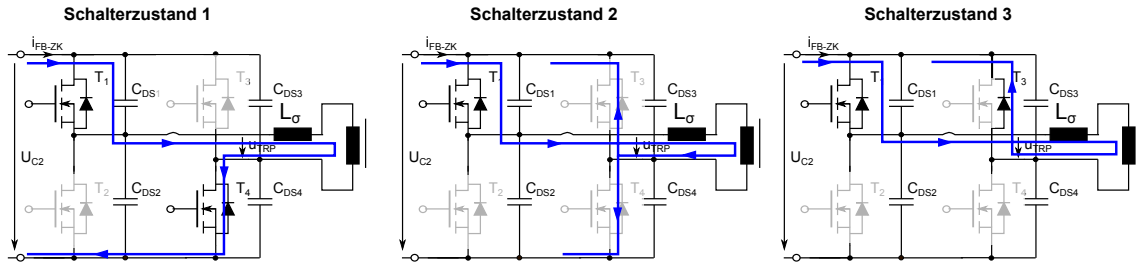


Abbildung 3.7: Ausgewählte Schalterzustände für die Darstellung der Stromkommutierung beim Nullspannungsschalten

Die Bedingung für vollständiges ZVS ergibt sich aus der Energiebilanz:

$$0,5 \cdot L_{\sigma} \cdot I_{peak}^2 \geq (C_{DS}(U_{ZK}) + C_{GD}(U_{ZK}) + C_{\sigma}) \cdot U_{ZK}^2 \quad (3.30)$$

Der Konverter wird eventuell mit einer zusätzlichen Induktivität versehen, um ZVS im typischen Nennarbeitspunkt zu erreichen. Dies lässt sich mit dem Luftspalt im Transformator oder einer externen Drossel einstellen.

Für die Simulation der Verluste wird das idealisierte Verhalten mit  $P_{V-SW} = 0$  angenommen. Eine genaue Simulation der Schaltverluste bei einem unvollständigem ZVS ist in diesem Fall nicht mehr praktikabel. Sie hängt gemäß Formel 3.31 von einer Vielzahl von Parametern ab und lässt sich in diesem Fall nur messtechnisch mit einem Verfahren nach [37, S. 63 ff.] bestimmen. Unvollständiges ZVS wird sich vor allem im Teillastbereich mit geringen Schaltverlusten einstellen. Die Vernachlässigung der Schaltverluste über den gesamten Arbeitsbereich wird daher in einem geringen Fehler resultieren und wird als zulässig erachtet.

$$P_{V-SW} = f(L_{\sigma}, I_{peak}, C_{OSS}, C_{\sigma}, R_G, T_j) \quad (3.31)$$



### 3.2.3 Analytische Beschreibung der Strom- und Spannungsverläufe

Unter der Annahme von  $L_2 = L_3$  ergeben sich in Abhängigkeit der Phasenlage  $\Phi$  folgende Stromripple (vgl. Anhang A4 auf S. 188):

$$I_{LV-AV} = I_{L2-AV} + I_{L3-AV} = 2 \cdot I_{L2-AV} \quad (3.32)$$

$$\Delta I_{L2} = \Delta I_{L3} = \frac{(U_{C2} \cdot n - U_{LV}) \cdot \Phi \cdot T_P}{2L_2} \quad (3.33)$$

$$\Delta I_{LV-ges} = \Delta I_{L2} \cdot \frac{1 - \Phi}{1 - 0,5\Phi} \quad (3.34)$$

$$\Delta I_{HV} = \frac{I_{LV-ges}}{n} \quad (3.35)$$

Die Berechnung der Stromripple für den inversen Boost-Betrieb erfolgt äquivalent. Als Steuergröße wird  $\Phi$  mit  $2 \cdot D$  ersetzt. Der optimale Arbeitspunkt ergibt sich für  $\Phi \rightarrow 1$  bzw.  $D = 0,5$ . Für diesen Arbeitspunkt ergibt sich ein resultierender Stromripple von  $\Delta I_{LV-ges} = 0$  bzw.  $\Delta I_{HV-ges} = 0$ . Um ZVS zu erreichen, muss immer eine kleine Phasenverschiebung eingestellt werden.

Für die Berechnung der Bauelementebelastungen werden die Funktionen  $sRect()$  - Rechteckimpulsfolge und  $sTrpz()$  - Dreieckimpulsfolge gemäß Abbildung 3.8 definiert. Mithilfe dieser Funktionen lassen sich die entsprechenden Zeitfunktionen und ihre zugehörigen Effektiv-/Mittelwerte berechnen. Die wichtigsten Zeitfunktionen sind:

$$i_{L2}(t) = i_{L3}(t + Tp/2) = I_{L2-AV} \cdot sTrpz(0,5 \cdot \Phi, \Delta I_{L2}, T_p, t) \quad (3.36)$$

$$i_{LV}(t) = n \cdot i_{HV}(t) = 2I_{L2-AV} \cdot sTrpz(\Phi, \Delta I_{L2}, 2T_p, t) \quad (3.37)$$

$$i_{T6}(t) = i_{T8}(t + Tp/2) = \left( I_{L2-AV} + \frac{\Delta I_{LV-ges}}{2} \right) \cdot sRect((1 - 0,5 \cdot \Phi), T_p, t) \quad (3.38)$$

$$i_{T1}(t) = \left( n \cdot I_{L2-AV} + \frac{\Delta I_{HV}}{2} \right) \cdot sRect(0,5 \cdot \Phi, T_p, t) \quad (3.39)$$

Die weiteren Funktionen der Strom- und Spannungsverläufe lassen sich entsprechend der typ. Kurvenverläufe aus Abbildung 3.6 und 3.8 ableiten.

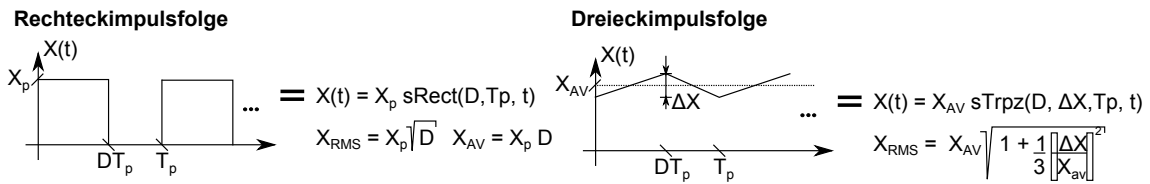


Abbildung 3.8: Funktionsdefinition einer Rechteck-/Dreieckimpulsfolge und die zugehörigen Effektiv- und Mittelwerte

### 3.3 Zusammenfassung

Das Ergebnis der Untersuchungen sind die analytischen Formeln zur Berechnung der Bauelementebelastung. Für den Zwischenkreiskondensator des Umrichters hat sich gezeigt, dass eine besonders hohe Strombelastung bei  $\cos(\phi) = 1$  und  $M_u = 0,6$  entsteht.

Die Analyse des Full-Bridge-Converters mit Current-Doubler hat gezeigt, dass der optimale Betriebspunkt bei  $\Phi \rightarrow 1$  erreicht wird. Einerseits kann dadurch ZVS der primärseitigen Vollbrücke erreicht werden. Andererseits wird für diesen Fall der sekundärseitige Stromrippel vollständig eliminiert.

## Kapitel 4

---

# Analytische Grundlagen der Antriebstechnik

---

**Ziel** dieses Kapitels ist es, die verschiedenen Maschinentypen und ihre Eigenschaften vorzustellen. Aufgrund der hohen Leistungsdichte kommen aktuell in immer mehr Anwendungen permanenterregte Synchronmaschinen (PESM) zum Einsatz. Aus diesem Grund wird der nachfolgende Abschnitt der Modellierung, Betriebspunktberechnung und Regelung der PESM gewidmet. Diese Grundlagen sind für ein Gesamtsystemverständnis zwingend notwendig.

### 4.1 Überblick elektrischer Maschinen

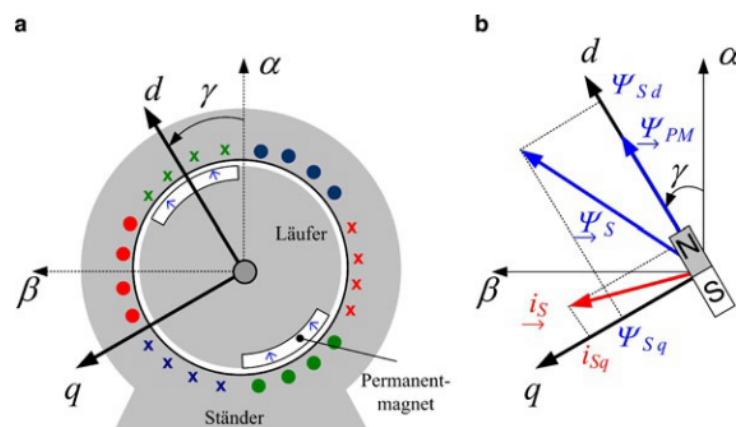
Die wichtigsten Typen elektrischer Maschinen sind die Gleichstrommaschine, die Asynchronmaschine, die Synchronmaschine und die geschaltete Reluktanzmaschine. Für die nachfolgenden Untersuchungen wird die permanenterregte Synchronmaschine herangezogen. Diese zeichnet sich im Vergleich zu den anderen Maschinentypen durch einen hohen Wirkungsgrad (typ.  $\eta > 90\%$ ) und eine sehr hohe erreichbare Energiedichte aus.

Mit einer Asynchronmaschine oder Gleichstrommaschine ist typischerweise nur eine Effizienz von 50 % bis 85 % erreichbar. Die Gleichstrommaschine hat außerdem durch den mechanischen Kommutator eine geringe Lebensdauer. Die geschaltete Reluktanzmaschine ist aufgrund ihrer Momentwelligkeit für Fahrtriebe ungeeignet.

## 4.2 Die permanenterregte Synchronmaschine (PESM)

### 4.2.1 Aufbau und Modellbildung

Die permanenterregte Synchronmaschine besteht gemäß Abbildung 4.1 a) prinzipiell aus einem Ständer (Stator) mit dreiphasigen Wicklungen und einem Läufer (Rotor) mit vergrabenen oder oberflächenmontierten Permanentmagneten. Für den Ständer wird zur Beschreibung des Feldes typischerweise ein festes Koordinatensystem ( $\alpha - \beta$ ) und für den Läufer ein rotierendes Koordinatensystem ( $d - q$ ) festgelegt. Die  $d - q$ -Achsen dienen gleichzeitig zur Beschreibung des Feldes in der sogenannten Längsrichtung (d-Achse) und Querrichtung (q-Achse) zum Magneten (vgl. Abbildung 4.1 b). Die Umrechnung der beiden Koordinatensysteme erfolgt durch die Park-Transformation (siehe Anhang A3 auf S. 187). [30, S.104]



Quelle: [30, S.104]

Abbildung 4.1: Aufbau einer PESM

Aus dem Ansatz für die Spannungsgleichung in Ständerkoordinaten (vgl. Gleichung 4.1) und der Beschreibung des magnetischen Flusses in Ständerkoordinaten (vgl. Gleichung 4.2) erhält man das Grundwellenmodell der PESM. Für die Gültigkeit des Grundwellenmodells wird eine ideal symmetrisch aufgebaute Maschine, mit Vernachlässigung der Kernverluste, Reibverluste, Stromverdrängungs- und Temperatureffekte, vorausgesetzt. Außerdem werden alle Oberwellen der elektromagnetischen Induktion vernachlässigt. [38, S. 8 ff.]

$$\underline{u}_S^s = R_S \underline{i}_S^s + \frac{d\Psi_S^s}{dt} \quad (4.1)$$

$$\underline{\Psi}_S^s = \underbrace{(\Psi_{Sd} + j\Psi_{Sq})}_{\Psi_S^r} e^{j\gamma} \quad (4.2)$$

$$\Psi_{Sq} = L_q i_{Sq} \quad (4.3)$$

$$\Psi_{Sd} = L_d i_{Sd} + \Psi_{PM} \quad (4.4)$$

Durch eine Transformation der Ständerspannungsgleichung in das rotorfeste d-q-Koordinatensystem erhält man schließlich die Modellbeschreibung des Systems. Die Differentiation des Flusses gemäß Gleichung 4.6 und das Einsetzen in die Spannungsgleichung 4.5 ergibt das folgende Modell der Synchronmaschine in d-q-Koordinaten (Rotorkoordinaten) und Zustandsraumdarstellung gemäß Gleichung 4.7.

$$\underline{u}_S^r = R_S \underline{i}_S^r + \frac{d\Psi_S^s}{dt} e^{-j\gamma} \quad (4.5)$$

$$\frac{d\Psi_S^s}{dt} = \frac{d\Psi_S^r}{dt} e^{j\gamma} + j\dot{\gamma} \Psi_S^r e^{j\gamma} \quad (4.6)$$

Die mechanische Modellbeschreibung des Systems nach Formel 4.8 und 4.10 ergibt sich aus der allgemeinen Drehmomentgleichung  $M = 3/2 \cdot p \cdot \|\Psi_S^r \times i_S^r\|$  und den allgemeinen rotatorischen Grundzusammenhängen.[38, S. 11 ff.]

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{Sq} \\ \dot{i}_{Sd} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{-R_S}{L_q} & \frac{-\omega L_d}{L_q} \\ \frac{\omega L_q}{L_d} & \frac{-R_S}{L_d} \end{bmatrix}}_A \begin{bmatrix} i_{Sq} \\ i_{Sd} \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{L_q} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_d} \end{bmatrix}}_B \begin{bmatrix} u_{Sq} \\ u_{Sd} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{-\omega \Psi_{PM}}{L_q} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

$$M = \frac{3}{2} p \cdot [\Psi_{PM} i_{Sq} + (L_d - L_q) i_{Sd} i_{Sq}] \quad (4.8)$$

$$\dot{\omega} = \frac{p}{J} \cdot (M - M_{Last}) \quad (4.9)$$

$$\dot{\gamma} = \omega \quad (4.10)$$

In dem Zustandsraummodell wird ersichtlich, dass aufgrund der diagonalen Eingangsmatrix B, das System entkoppelte Eingänge besitzt. Dadurch ist es möglich, die nichtlineare Struktur und die Verkopplung der Kanäle  $i_{Sd}$  und  $i_{Sq}$  in der Systemmatrix A zu entkoppeln. Man wählt für den Eingang folgende Größen:

$$u_{Sd} = -\omega L_q i_{Sq} + u_{Sd}^* \quad (4.11)$$

$$u_{Sq} = \omega(L_d i_{Sd} + \Psi_{PM}) + u_{Sq}^* \quad (4.12)$$

$u_{Sd}^*$  und  $u_{Sq}^*$  sind die neuen Eingänge des Systems. Die Zustandsraumdarstellung vereinfacht sich zu:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{Sq} \\ \dot{i}_{Sd} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{-R_S}{L_q} & 0 \\ 0 & \frac{-R_S}{L_d} \end{bmatrix}}_A \begin{bmatrix} i_{Sq} \\ i_{Sd} \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{L_q} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_d} \end{bmatrix}}_B \begin{bmatrix} u_{Sq}^* \\ u_{Sd}^* \end{bmatrix} \quad (4.13)$$

Das Ergebnis der gewählten Entkopplung und Vereinfachungen ist ein System mit einer schwach besetzten Systemmatrix A. Die Stromkanäle sind entkoppelt und lassen sich getrennt voneinander regeln. Die Eigenwerte des Systems ergeben sich zu:

$$\lambda_1 = \frac{-R_S}{L_q}, \lambda_2 = \frac{-R_S}{L_d} \quad (4.14)$$

### 4.2.2 Stationäres Betriebsverhalten

Im stationären Betrieb sind die Ableitungsterme der Zustandsdarstellung 4.7 null. Dadurch ergibt sich folgende Beschreibung für den stationären Betrieb.

$$\begin{bmatrix} \frac{-1}{L_q} & 0 \\ 0 & \frac{-1}{L_d} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{Sq} \\ U_{Sd} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R_S}{L_q} & \frac{-\omega L_d}{L_q} \\ \frac{\omega L_q}{L_d} & \frac{-R_S}{L_d} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{Sq} \\ I_{Sd} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{-\omega \Psi_{PM}}{L_q} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.15)$$

$$M = \frac{3}{2} p \cdot [\Psi_{PM} I_{Sq} + (L_d - L_q) I_{Sd} I_{Sq}] \quad (4.16)$$

Aus dem Modell lassen sich die Raumzeigerdiagramme für die interessanten Betriebsarten polradorientierte Regelung bzw. der Feldschwächbetrieb entwickeln (siehe Abbildung 4.2).

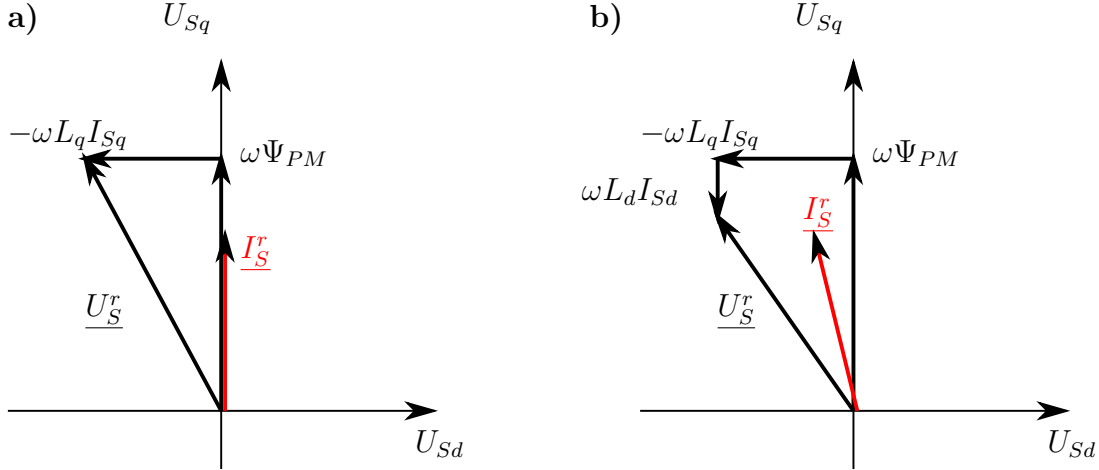


Abbildung 4.2: Raumzeigerdiagramme für a) polradorientierten Betrieb und b) Feldschwächbetrieb, Vereinfachung  $R_S \approx 0$

Durch die Bedingungen  $L_d \approx L_q$  und  $R_S \approx 0$  vereinfacht sich die Berechnung des Momentes. Es ergibt sich für den Betrag der Ständerspannung die Kreisgleichung 4.18.

$$M = \frac{3}{2} p \cdot \Psi_{PM} I_{Sq} \quad (4.17)$$

$$|U_S^r|^2 = (\omega \Psi_{PM} - \omega L_d I_{Sd})^2 + (\omega L_q I_{Sq})^2 \quad (4.18)$$

Aus dieser Kreisgleichung kann der benötigte Längsstrom  $I_{sd}$  für den Feldschwächbetrieb ermittelt werden.

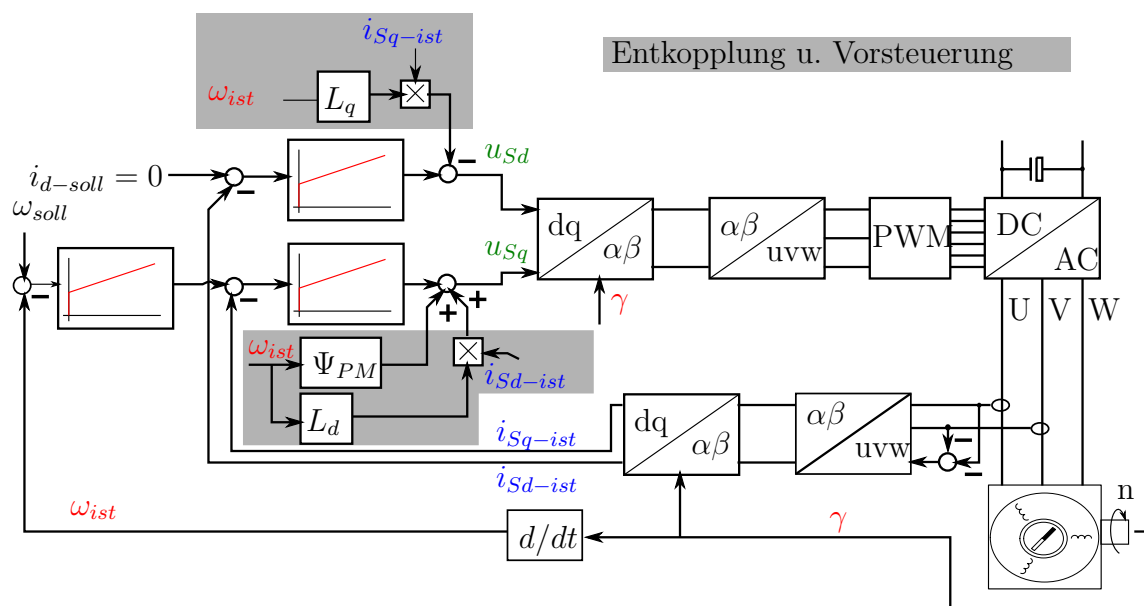
$$I_{Sd}^2 - \frac{2\omega\Psi_{PM}}{\omega L_d} I_{Sd} - \frac{|U_S^r|^2 - (\omega\Psi_{PM})^2 - (\omega L_q I_{Sq})^2}{(\omega L_d)^2} = 0 \quad (4.19)$$

### 4.3 Regelung des Antriebssystems

#### 4.3.1 Feldorientierte Regelung mit Drehzahlsensor

#### 4.3.1.1 Regelstruktur ohne Feldschwächbetrieb

Wie im elektrischen Teil des Maschinenmodells in d-q-Koordinaten (Gleichung 4.13) zu sehen, sind die Eingänge  $u_{Sq}$  und  $u_{Sd}$  entkoppelt, d.h. die Eingangsmatrix B ist eine Diagonalmatrix. Mit den Gleichungen 4.11 und 4.12 wurde ein Entkopplungssystem entwickelt. Dadurch entsteht ein System mit entkoppelten Stromkanälen (vgl. Gleichung 4.13), welche sich getrennt voneinander regeln lassen. Dadurch sind die Methoden der Regelungstechnik für Single-Input-Single-Output (SISO)-Systeme anwendbar. In Abbildung 4.3 ist die Regelstruktur des Systems dargestellt. Die entsprechenden Entkopplungsterme sind grau markiert. Für eine Drehzahlregelung wird der Rotorwinkel bzw. die Rotorgeschwindigkeit gemessen. Der  $i_{Sq}$  Sollstrom ergibt sich aus dem überlagerten Drehzahlregler. Der  $i_{Sd}$  Sollstrom wird ohne Feldschwächung klassischerweise auf Null gesetzt. Die Bestimmung des  $i_{Sd}$  Sollstromes für den Feldschwächbetrieb wird im nachfolgenden Unterkapitel beschrieben.



**Quelle:** eigene Darstellung in Anlehnung an [27, S. 102]

Abbildung 4.3: Blockschaltbild der feldorientierten Regelung

Für die Umrechnung der dreiphasigen Größen in d-q-Koordinaten und umgekehrt sind die Koordinatentransformationen im Anhang A3 auf S. 187 zu finden. Für die Transformationen ist ebenfalls der Rotorwinkel  $\gamma$  notwendig. Die Ausgänge  $u_{Sq}$  und  $u_{Sd}$  der Regelung werden nach der Rücktransformation in die U-V-W-Koordinaten auf den PWM Modulator gegeben. Dieser erzeugt die Ansteuersignale für die Schalter der B6-Brücke.

#### 4.3.1.2 Regelstruktur mit Feldschwächbetrieb

Betrachtet wird im Folgenden die Gleichung 4.20 zur Bestimmung des Sollspannungsbetrags  $|u_{S-soll}^r|$ . Ist  $|u_{S-soll}^r|$  größer als die maximal stellbare Umrichterspannung  $|u_{S-max}^r|$  gemäß Gleichung 4.21, muss das Permanentmagnetfeld der Maschine durch einen negativen d-Stromanteil  $i_{Sd}$  geschwächt werden (vgl. Abbildung 4.2).

$$|u_{S-soll}^r|^2 = (\omega_{ist}\Psi_{PM} + R_S i_{Sq-soll} + \omega L_d i_{Sd-soll})^2 + (R_S i_{Sd-soll} - \omega_{ist} L_q i_{Sq-soll})^2 \quad (4.20)$$

$$|u_{S-max}^r| = \frac{u_{ZK-ist}}{\sqrt{3}} - R_S \sqrt{i_{Sq-ist}^2 + i_{Sd-ist}^2} - U_{Reserve} = \Psi_{max}^r \cdot \omega_{ist} \quad (4.21)$$

$$i_{Sd-soll} = \frac{2M}{3p(L_d - L_q)i_{Sq}} - \frac{\Psi_{PM}}{L_d - L_q} \quad (4.22)$$

Gleichung 4.21 ergibt sich aus der Aussteuergrenze des Umrichters (siehe Kapitel 3.1), dem Spannungsabfall über dem Wicklungs- und Anschlusswiderstand der Maschine, sowie einer konstanten Regelreserve  $U_{Reserve}$ , welche notwendig ist um Parameterunsicherheiten sowie Störungen auszugleichen. Die Gleichungen 4.20 und 4.22 ergeben sich aus dem Maschinenmodell für den stationären Zustand bzw. aus der umgestellten Drehmomentgleichung (vgl. Gleichung 4.15 bzw. 4.16). Setzt man die Gleichung 4.22 in 4.20 ein, so erhält man für die Bestimmung des Stromes  $i_{Sq-soll}$  eine Polynomgleichung 4. Ordnung. Diese kann z.B. numerisch mithilfe des Newton-Rapson-Verfahrens gelöst werden. Weitere Informationen sowie die erweiterte Regelstruktur sind [8, S. 38 ff.] zu entnehmen.

#### Zusammenfassung:

Schwerpunkt des Kapitels stellt das Zustandsraummodell der PESM dar. Auf Basis dieses Modells wurde gezeigt, wie sich sowohl Betriebspunktverhalten, als auch die notwendige Entkopplungsregler-Struktur mit getrennt regelbaren Stromkanälen ableiten lässt. Die Erweiterung der Regelstruktur für den Feldschwächbetrieb wird ebenfalls vorgestellt.



# Entwicklung der Simulations- und Optimierungsmethodik

---

**Ziel** des nachfolgenden Kapitels ist der Entwurf eines Simulationswerkzeugs zur Gesamtsystemanalyse. Im Vordergrund steht die systematische Modellbildung unter einer sinnvollen Genauigkeit. Es werden ausgehend von komplexen Systemmodellen geeignete Modellvereinfachungen getroffen. Es steht die Methodik - Anwendung von mathematischen Optimierungsprinzipien auf die erarbeiteten Systemmodelle - im Vordergrund der Untersuchungen. Die vorgestellten Methoden werden im Folgenden unter der Bezeichnung „Opti-PAC“ zusammengefasst.

## 5.1 Konzeptionierung der Methodik

### 5.1.1 Prozessablauf und Vergleich zu etablierten Software-Tools

Der Prozessablaufplan des zu entwickelnden Simulations- und Optimierungswerkzeugs ist in Abbildung 5.1 inklusive einer Kapitelzuordnung dargestellt. Gemäß der gesetzten Ziele und Anforderungen sind folgende Module bzw. Ergebnisse Bestandteile der Methodik:

- Datenbasis für aktive Bauelemente (gewählte Hersteller: Infineon, Fairchild, GaN-Systems und EPC)
- Datenbasis für Kondensatoren (gewählte Hersteller: Kemet, TDK)
- Datenbasis für Magnetbauelemente (gewählte Hersteller: TDK, Magnetics Inc.)
- Datenbasis für Lastzyklen und Fahrzyklen (z.B. NEDC, WHTC, FTP75, FZ1)
- Optimierungswerkzeug für das thermische Design der PCB (Anzahl und Platzierung der Durchkontaktierungen)
- Optimierungswerkzeug für den Kommutierungskreis (Lagenaufbau der PCB)

- Bauelementevorauswahl und Parameterberechnung
- Gesamtsystems simulation für Antriebssystem und DC-DC-Wandler
- Systembewertung durch nutzerdefinierte Kriterien
- optimierte Bauelementeauswahl in Abhängigkeit von definierten Gütekenngößen.

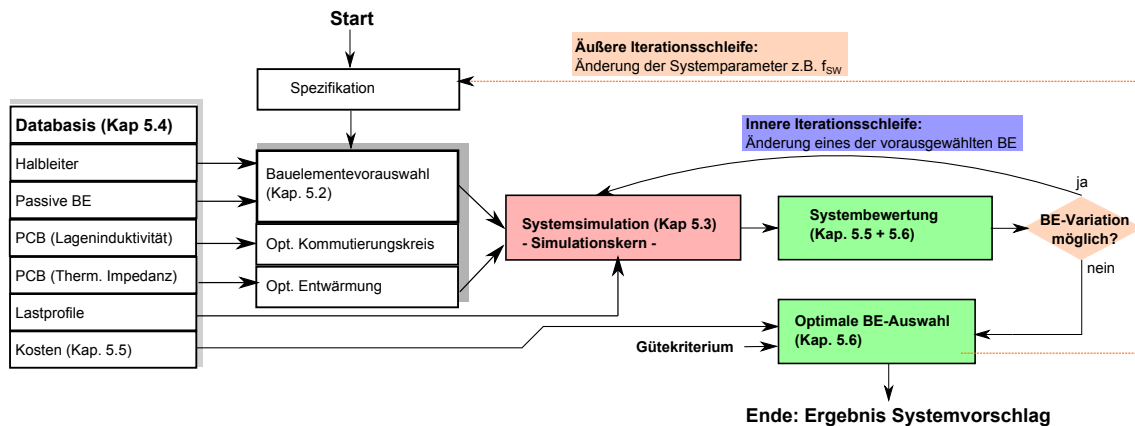


Abbildung 5.1: Prozessablaufplan der vorgestellten Simulations- und Optimierungsmethodik inklusive Kapitelüberblick, BE - Bauelemente

Die Ausgangsgrößen der Systemsimulation sind Systemströme, Bauelementeverluste, Effizienz, Temperaturzyklen und die Lebensdauer von Elektrolytkondensatoren. Die Methodik kann dadurch für folgende Aufgaben und Problemstellungen genutzt werden:

- Systemauslegung und Optimierung der Bauelemente hinsichtlich Effizienz, Volumen, Masse und Kosten
- Vergleich verschiedener Auslegungsvarianten
- Einfluss von einzelnen Komponenten auf das Gesamtsystemverhalten
- Systemtopologievergleich
- Optimierung von Betriebsstrategien.

In Tabelle 5.1 ist ein Vergleich der gewünschten Eigenschaften von Opti-PAC zu etablierten Simulations-Tools dargestellt. Es zeichnet sich der Bedarf eines solchen Werkzeugs ab. Die gewünschten Funktionalitäten werden durch keines der untersuchten Werkzeuge im Gesamten abgebildet. Die Werkzeuge „SemiSel“ und „Texas Instruments (Abk. TI) WEBBENCH® Design Center“ sind außerdem zur Vermarktung der entsprechenden Bauelemente der Hersteller entwickelt worden. Somit sind nur Bauteiledatenbanken für die zugelassenen Komponenten des Herstellers vorhanden. Eine nutzerdefinierbare Erweiterbarkeit ist in der Regel nicht vorgesehen. Die Implementierung der Funktionalitäten in SPICE ist aufgrund der gewünschten Systemoptimierung nicht möglich. Für die Umsetzung der Methoden wird daher Matlab/Simulink® gewählt.

Tabelle 5.1: Vergleich verschiedener Simulations-Tools, \* - definierbar, \*\* - vordefiniert und definierbar, ✓ - vorhanden, ↓ - kurz, ↑ - lang, x - nicht möglich; BE - Bauelemente; **Quellen:** SemiSel [34, S. 433], SPICE [39], TI-WEBBENCH® [40]

Kategorie	Opti-PAC	SemiSel	SPICE	TI-WEBBENCH®
Implementierung der Wandler	✓	✓	✓*	x
Simulationszeit	↓	↓	↑	↓
Lastzyklen	✓**	✓*	✓*	x
Thermische Modelle	✓	✓	✓*	✓
Kommutierungskreis	✓	x	✓*	x
Lebensdauer	✓	x	x	x
Datenbasis aktive/passive BE	✓	x	✓	✓
Optimierung	✓	x	x	✓

### 5.1.2 Modellbildung: Probleme und Lösungsstrategie

#### Problem 1: Nutzung unterschiedlicher Modellebenen

Für die genauen Untersuchungen der Teilsysteme sind unterschiedliche Modellebenen notwendig. Die Bestimmung der Verlustleistung eines Leistungsschalters kann analytisch beispielsweise über die Berechnung der Arbeitspunktdaten (Effektivwerte, Mittelwerte) und die Datenblattangaben erfolgen. Die Berechnung des Wärmeübergangs und die Wärmespreizung auf der PCB wird zunächst nur numerisch über die Erstellung einer FEM-Simulation zugänglich. Eine FEM-Simulation ist sehr rechenaufwändig, so dass eine Einbettung dieser Simulationsmodelle in eine Gesamtsystembetrachtung nicht sinnvoll ist.

#### Problem 2: Verkopplung der Teilsysteme

In den zu untersuchenden Systemen gibt es eine Wechselwirkung der Teilsysteme (z.B. thermische Verkopplung) durch entsprechende Mit- und Gegenkopplungen. Für die Untersuchung des Gesamtsystemverhaltens sind gegengekoppelte Systeme nicht vorteilhaft. Je nach Eigenwerten des dynamischen Systems ist eine sehr kleine Schrittweite des Integrationsalgorithmus notwendig. Dies führt wiederum zu langen Rechenzeiten. Eine zu große gewählte Schrittweite kann hingegen zur Instabilität des simulierten diskretisierten Modells führen. Für die folgenden Untersuchungen werden daher Arbeitspunkte und stationäre Systemzustände angenommen. Lastzyklen setzen sich aus einer Aneinanderreihung von Arbeitspunkten zusammen. Eine Untersuchung der Regeldynamik ist mit dem erstellten Modell nicht möglich bzw. auch nicht das Ziel.

#### Problem 3: Unbekannter Systemaufbau

Ein weiteres Problem ist, dass der konkrete Systemaufbau im Prozess der Systementwicklung noch nicht bekannt ist. Es müssen zunächst in einem iterativen Prozess verallgemeinerte, abstrahierte Modelle und zugehörige Testaufbauten zur messtechnischen Verifikation der Modellwelt entwickelt werden. Diese Modelle werden für die Gesamtsystemsimulation herangezogen.

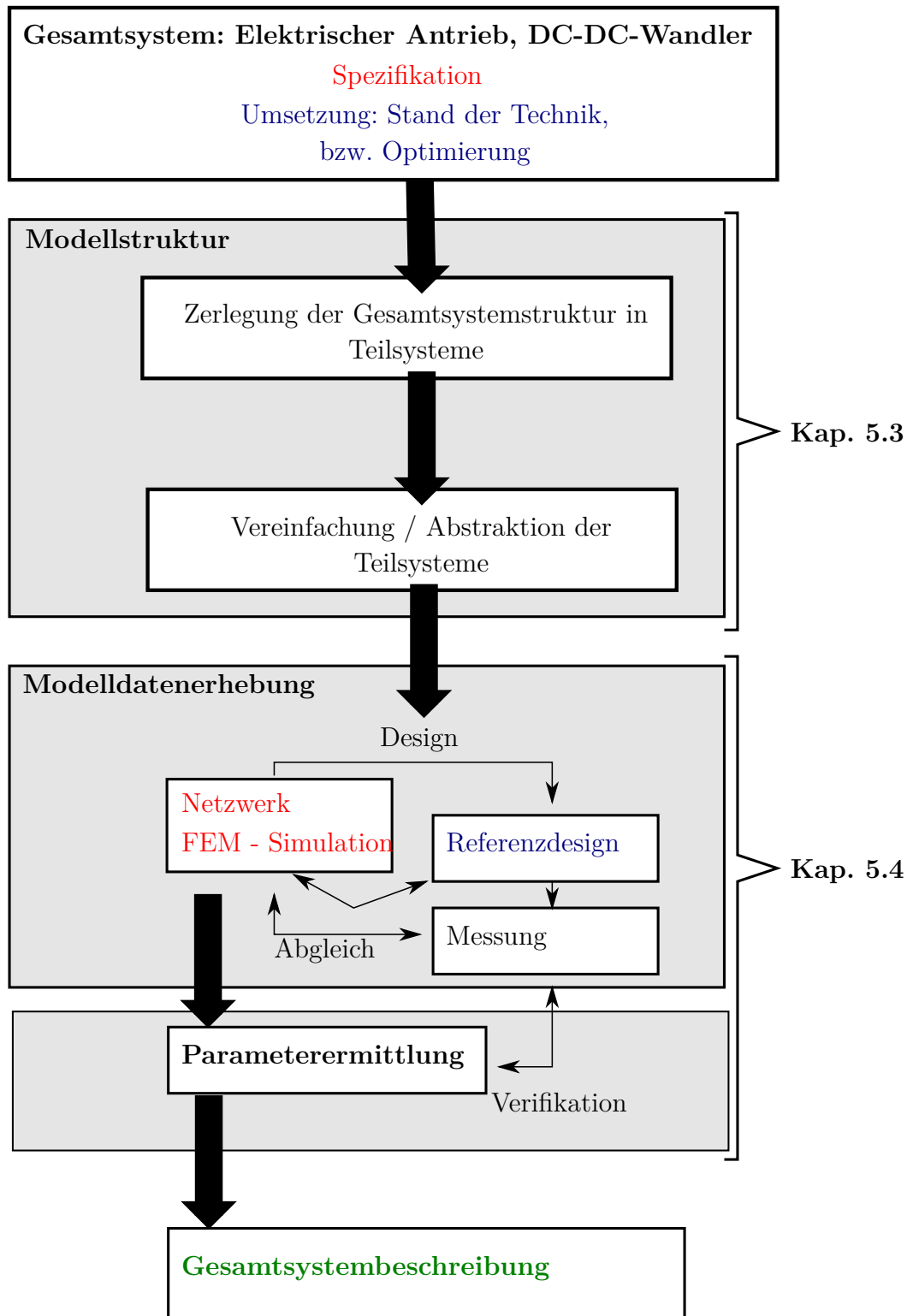


Abbildung 5.2: Strategien zur Systemuntersuchung

Die **Lösung dieser Probleme** erfolgt mit dem in Abbildung 5.2 dargestellten Modellbildungsprozess. Im ersten Schritt erfolgt die Zerlegung des leistungselektronischen Systems in einzelne Teilsysteme:

- Aufbau und Verbindungstechnik (Kabel, Leistungskontakte)
- Zwischenkreiskondensator
- Kommutierungskreis
- Schaltnetzwerk
- Schaltungsträger (PCB)
- Kühlsystem
- Elektrische Maschine
- Magnetbauelemente
- Mechanisches Lastsystem an der Maschine.

Wichtig ist die Untersuchung der Verkopplung der einzelnen Teilsysteme. Daher ist es sinnvoll, Kombinationen der Teilsysteme zu untersuchen. Diese kombinierten Teilsysteme können entsprechend den gewünschten Erkenntnissen vereinfacht werden. Soll beispielsweise der Wärmeübergang vom Halbleiterchip zum Kühlkörper untersucht werden, so reicht die Untersuchung an einem Schalter inklusive Schaltungsträger und Kühlkörper aus, um verallgemeinerte Aussagen zum gesamten Umrichter treffen zu können. Die thermische Verkopplung mehrerer Bauelemente auf der PCB wird dadurch vernachlässigt. Diese Tatsache muss bei der Gesamtsystembetrachtung berücksichtigt werden.

Insgesamt lassen sich für die genannten Teilsysteme die in der Tabelle 5.2 dargestellten verallgemeinerten und verkoppelten Systeme konstruieren. Die praktische Umsetzung zum Referenzdemonstrator erlaubt die Verifikation der FEM-/Netzwerkmodelle (siehe Abbildung 5.2).

Tabelle 5.2: Planung der verallgemeinerten Systeme zum messtechnischen Abgleich;  
 \*Nutzung des in [9] beschriebenen Werkzeugs; \*\*Nutzung der in [41, S. 211 ff.] beschriebenen Ähnlichkeitstheorie für thermische Systeme

Teilsystem	Umsetzung	Analysewerkzeug
Verlustleistungsmodell AVT	PCB + Hochstromkontakte	FEM
Erwärmung Schalter	Einzelschalter + PCB + Kühlkörper	FEM
Erwärmung/Verkopplung	Halbbrücke + PCB + Kühlkörper	FEM
Layout Parasiten	Unterschiedliche Lagenaufbauten	FEM
Kommutierung + Schaltverluste	Halbbrücke + PCB + Zwischenkreis	SPICE
Magnetbauelemente	H-Brücke + Drossel / Transformator	*
ZK - Kondensator (therm.)	PCB + Elektrolytkondensator	**

Im Schritt **Parameterermittlung** werden die gewonnenen Informationen der Modelldatenerhebung genutzt, um die Parameter der festgelegten Modellstruktur zu ermitteln. Mit dem finalen Modell sollte eine Verifikation mit den Messergebnissen erfolgen. Es ist eine Aussage über Möglichkeiten, Grenzen und Fehler der Modellvereinfachung zu treffen.

## 5.2 Methodik zur Vorauswahl der Hauptkomponenten

Die Vorauswahl der aktiven Bauelemente und Kondensatoren erfolgt entsprechend der Abbildungen 5.3, 5.4 und 5.5. Eine Besonderheit kommt bei der Festlegung der minimalen Zwischenkreiskapazität zum tragen. Diese wird so ausgelegt, dass die in der Maschine gespeicherte magnetische und eventuell auch ein Teil der mechanischen Energie vom Zwischenkreis aufgenommen werden kann, ohne dass die Zwischenkreisspannung bei einer Rekuperation oder Lastwechsel unzulässig hoch ansteigt. Die Wahl des Zwischenkreiskondensators hängt damit von drei Bedingungen ab:

1. notwendige speicherbare Energie  $\Delta E$
2. Strombelastung des Zwischenkreises
3. Temperaturbereich und Lebensdauer

Die Auswahl der Kondensatoren für die DC-DC-Wandler erfolgt auf Basis einer maximalen zulässigen Rippelspannung im Zwischenkreis bzw. Eingang oder Ausgang. Die Auswahl der Leistungsschalter erfolgt anhand der Spannungsklasse und der erforderlichen Stromtragfähigkeit. Die Anzahl paralleler Schalter ergibt sich aus einem Kompromiss aus Übertemperatur und benötigter PCB-Fläche.

Die Vorauswahl der Magnetbauelemente erfolgt anhand der Ausführungen von [36, S. 544, 545, 571, 572]. Auf Basis der Anforderungen und der Formeln gemäß Anhang A5 auf S. 190 werden entsprechend passende Kerne ausgewählt. Die Auswahl des Transformatorkerns basiert bereits auf einer Optimierung des Flussdichtehubs  $\Delta B$ . Zur Überprüfung der Ergebnisse sollte das entstehende  $\Delta B$  bei jedem möglichen Kern überprüft werden. Die Magnetbauelemente werden anhand der Vorgehensweise gemäß Abbildung 5.5 dimensioniert.

Um die Komplexität der notwendigen Berechnungen bzw. der erforderlichen Datenbasis in einem überschaubarem und darstellbaren Rahmen zu halten, wird mit folgenden Einschränkungen und Annahmen für die Magnetbauelemente gearbeitet:

- Einsatz von Drosseln mit Ringkernen und verteiltem Luftspalt
- Trafos mit EE- ETD- und EI(LP)-Kernen
- Material: MPP (für Drosseln) und N49/N97 (für Trafos)
- sehr geringe Windungszahlen aufgrund der Spannungs- und Stromklassen
- Nutzung von Folienleitern für die Realisierung des Transformators
- Verschachtelung der Wicklungen zur Minimierung des Proximity-Effekts.

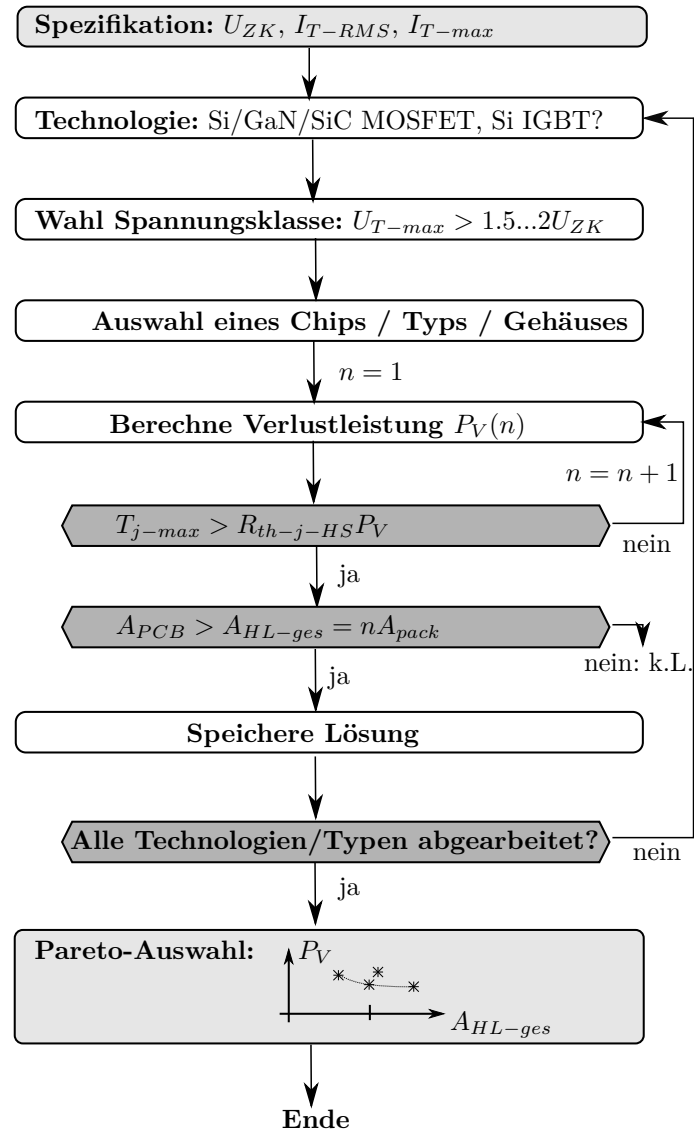


Abbildung 5.3: Vorauswahl der aktiven Bauelemente durch Einschränkung der Technologie, der Spannungsklasse ( $U_{T-max} = U_{DS-nenn}$  gemäß Datenblatt des MOSFET bzw.  $U_{T-max} = U_{CE-nenn}$  gemäß Datenblatt des IGBT);  $n$  - Anzahl der parallelen Schalter; k.L. - keine Lösung; Pareto-Auswahl als Kompromiss zwischen Verlustleistung und benötigter PCB-Fläche  $A_{HL-ges}$ ;  $A_{PCB}$  - zur Verfügung stehende PCB-Fläche für die Halbleiter

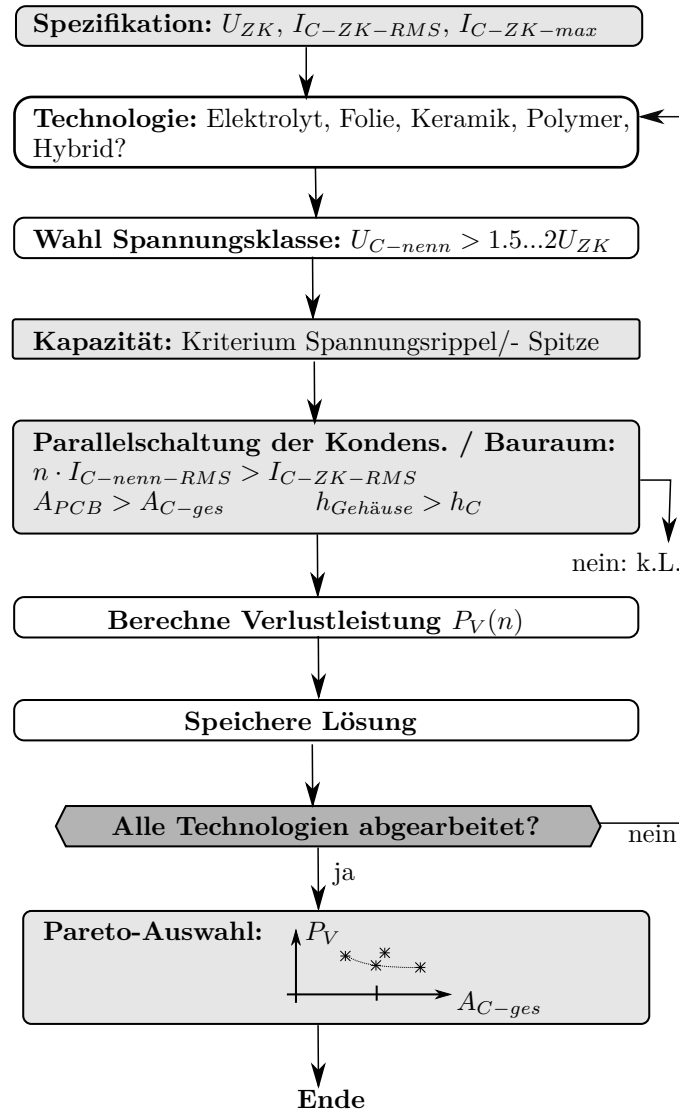


Abbildung 5.4: Vorauswahl der Kondensatoren durch Einschränkung der Technologie, der Spannungsklasse  $U_{C-nenn}$  gemäß Datenblatt des Kondensators;  $n$  - Anzahl der parallelen Kondensatoren; k.L. - keine Lösung; Pareto-Auswahl als Kompromiss zwischen Verlustleistung und benötigter PCB-Fläche  $A_{C-ges}$ ;  $A_{PCB}$  - zur Verfügung stehende PCB-Fläche für die Kondensatoren; Verlustleistung ist maßgeblich für die Übertemperatur des Kondensatorwickels gegenüber der Umgebung verantwortlich und somit ein Kriterium für die Lebensdauer



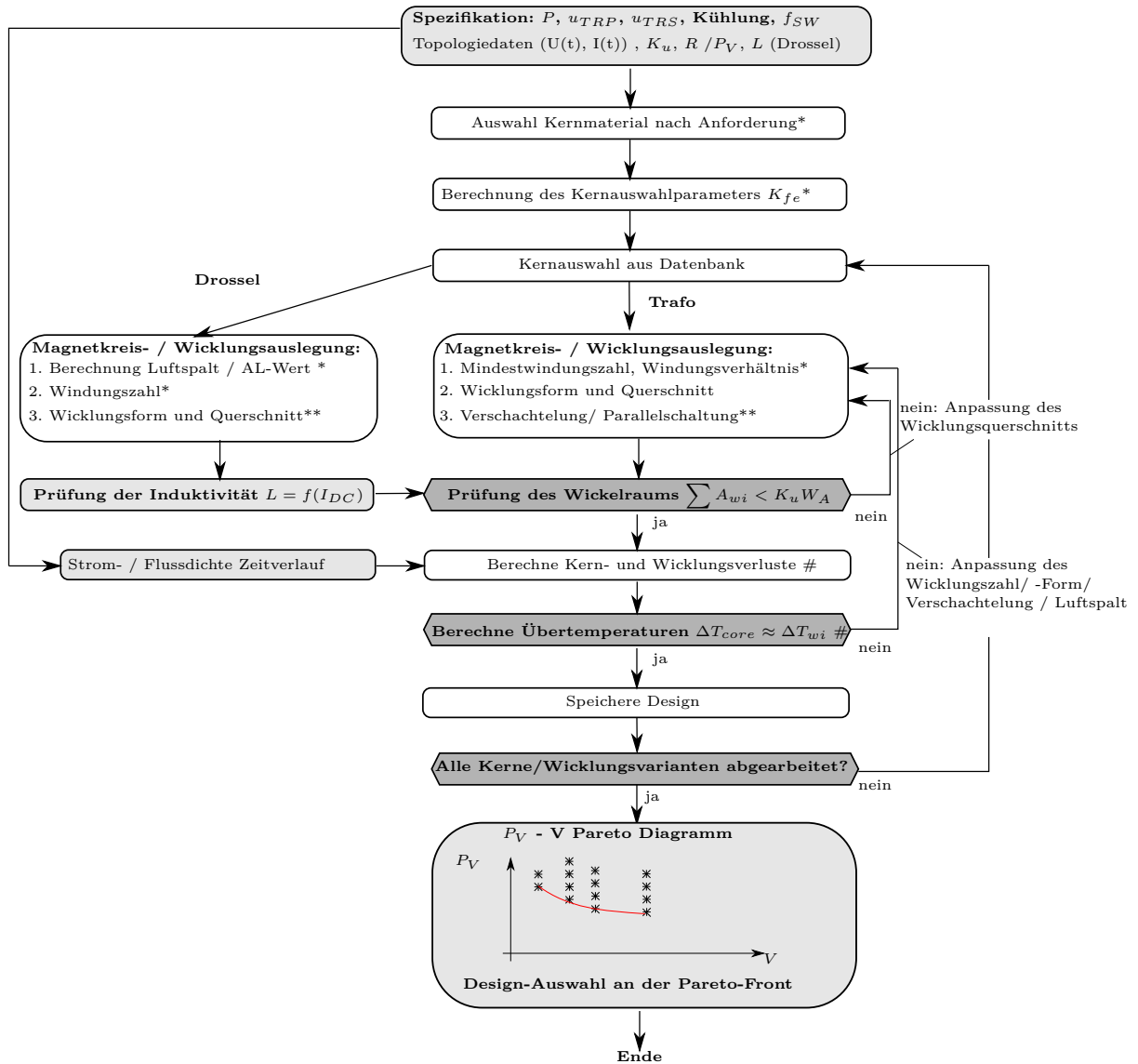


Abbildung 5.5: Methodik zur Vorauswahl und Auslegung von Magnetbauelementen; Die Auslegung von Magnetbauelementen ist ein iterativer Prozess - bei der Auslegung von Drosseln muss sowohl der Luftspalt als auch die Windungszahl iterativ eingestellt werden; \* - Formeln und Berechnungen siehe Anhang A5 auf S. 190, \*\* - Vorstellung verschiedener Varianten siehe [42], # - siehe Kapitel 5.3.4.2 / 5.3.4.4 und Quelle [42]

## 5.3 Systemmodelle

### 5.3.1 Überblick zum Modellansatz

Ziel dieses Kapitels ist es, auf Basis von detaillierten Teilsystemmodellen, eine Gesamtsystems simulation für elektrische Antriebe mit einer PESM und Bordnetz DC-DC-Wandler zu entwickeln. Der Hauptfokus der Untersuchungen liegt auf der Belastung des leistungselektronischen Systems. Folgende Kenngrößen sollen mit dem Modell für einen gesamten Lastzyklus ermittelt werden:

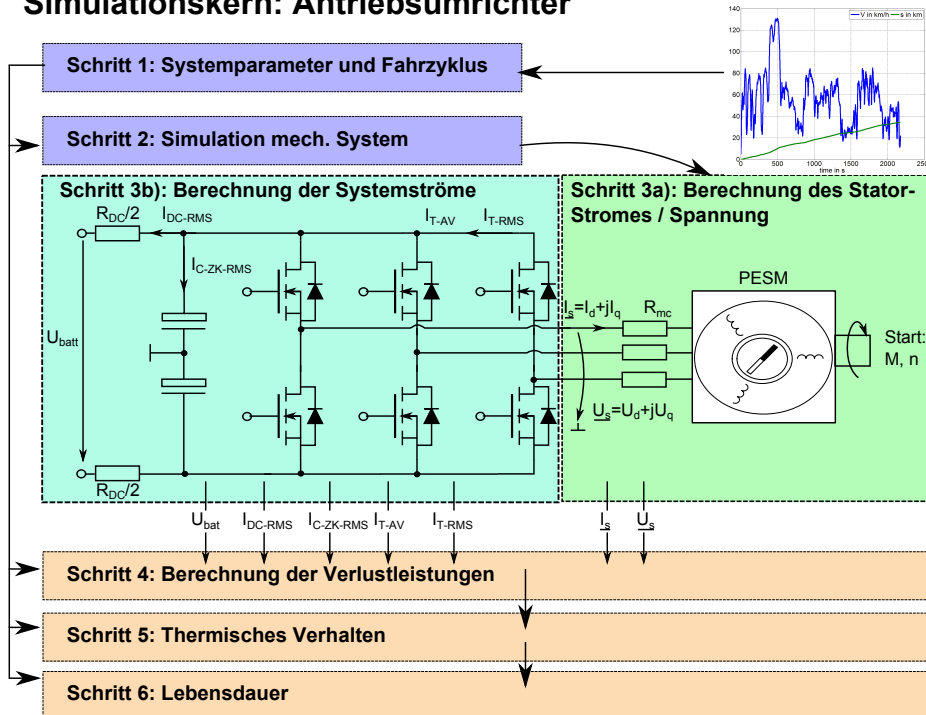
- Bestimmung der Systemströme, Spannungen und Grenzbelastungen der Bauelemente
- Bestimmung der Einzelverlustleistungen und der Gesamtsystemeffizienz
- Berechnung der Temperaturen auf Komponentenebene
- Bestimmung der Lebensdauer des Elektrolyt-Zwischenkreiskondensators.

Die Gesamtsystems simulation kann somit zur Designunterstützung, Identifikation von Optimierungspotentialen, Bewertung neuer Ideen und Technologien im Gesamtsystem, Worst-Case-Analyse und für Lebensdauerabschätzungen genutzt werden. Es werden verschiedene Schaltermodelle (IGBT, MOSFET) implementiert, so dass keine Einschränkung im Bezug auf die Spannungsebene bzw. Leistung entsteht. Für die Systemsimulation wird ein (Arbeitspunkt-)Mittelwertmodell genutzt. Diese Modellebene bietet eine adäquate Genauigkeit für die Berechnung der Bauelementebelastungen und der Verlustleistungen. Für die Berechnung der Bauteiletemperaturen wird die mittlere Verlustleistung am Halbleiter herangezogen. Wie in [34, S. 296] dargestellt, kann die mittlere Verlustleistung in eine äquivalente Wechselgröße umgerechnet werden. Dadurch erhält man die Maximaltemperatur und nicht nur die mittlere Temperatur über einer Periode. Dies ist vor allem bei niedrigen Ausgangsfrequenzen des Antriebsumrichters kritisch.

Ein Überblick zum Aufbau der Gesamtsystems simulation ist in Abbildung 5.6 zu sehen. Vor Beginn der Simulation muss im **ersten Schritt** eine Bauteilevorauswahl mit entsprechenden Systemparametern definiert werden. Bauelemente-Parameter werden in der Regel aus den Datenblättern entnommen bzw. auch Kenngrößen berechnet. Besonderheiten ergeben sich beispielsweise bei der Parameterermittlung für die Entwärmung bzw. für die Bestimmung von PCB-Layoutparasiten. Im Kapitel 5.4 wird gesondert auf die Problematik eingegangen.

Eingangsgröße der Simulation ist ein vorgegebenes oder gemessenes Fahr- bzw. Belastungsprofil. Im **zweiten Schritt** wird, im Falle eines Antriebs, daraus mithilfe der Systemdynamik des mechanischen Antriebs eine Drehzahl-/Drehmoment-Belastung der Antriebsmaschine berechnet. Im Falle eines DC-DC-Wandlers erfolgt die Berechnung des Arbeitspunktes anhand der Übertragungsfunktion. Im nächsten Schritt wird die elektrische Belastung der Hauptkomponenten berechnet. Darauf aufbauend kann in **Schritt 4** die Berechnung der Verlustleistungen erfolgen.

### Simulationskern: Antriebsumrichter



### Simulationskern: DC-DC-Bordnetzwandler

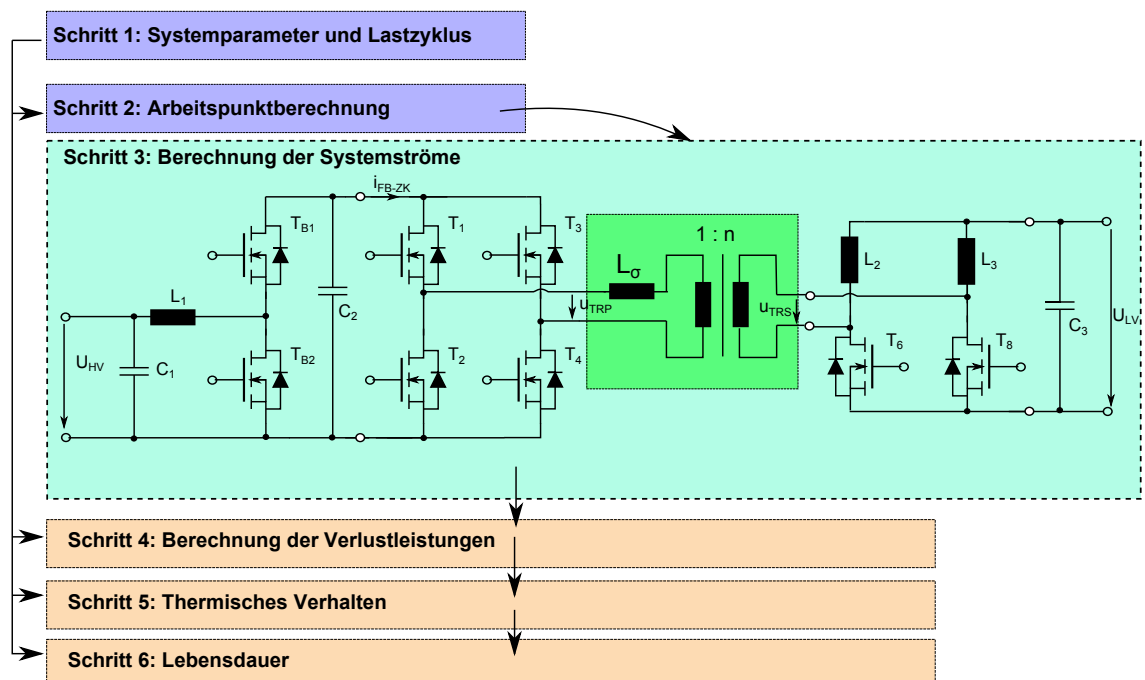


Abbildung 5.6: Überblick über die zu entwickelnde Gesamtsystemsimulation mit den entsprechenden Eingangs- und Ausgangsgrößen sowie den notwendigen Berechnungsschritten

Im **Schritt 5** wird das thermische Verhalten des Systems berechnet. Die Modelle basieren auf vereinfachten, verifizierten thermischen Ersatznetzwerken. Ausgehend von der thermischen Auslastung der Zwischenkreiskondensatoren kann auf Basis des Arrhenius-Gesetzes die Lebensdauer des Zwischenkreises bestimmt werden. Die Berechnungsgrundlagen werden im Kapitel 5.3.6 abgeleitet.

## 5.3.2 Elektromechanische Systemmodelle des Antriebs

### 5.3.2.1 Modell der mechanischen Antriebsdynamik

Für die Berechnung der Belastung der elektrischen Maschine muss aus dem gegebenen Geschwindigkeits-/Drehzahl-Zeit Profil eine Drehmoment-/Drehzahl-Belastung berechnet werden. Das allgemeine Berechnungsmodell ist in Gleichung 5.1 dargestellt und gilt sowohl für die Translation als auch für die Rotation. Die Modellgleichung beinhaltet im wesentlichen die Integrationsgleichung für Weg, Geschwindigkeit mit der Beschleunigung  $K_1 \cdot u$  als Eingangsgröße des Systems. Der Parameter  $K_1$  ist ein Trägheitsparameter, welcher durch das Trägheitsmoment der Antriebswelle bestimmt wird und die wirkende Beschleunigung reduziert. Der Parameter  $K_2$  ist der Lastparameter und beinhaltet die Komponenten aus Reibung und Last.

$$\dot{\underline{x}} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}}_A \underline{x} + \underbrace{\begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}}_B (uK_1 - K_2) - \underbrace{\underline{x}^T \begin{bmatrix} K_3 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \underline{x}}_{\text{nichtlinearer quadr. Term}} \quad (5.1)$$

Der nichtlineare quadratische Term mit dem Parameter  $K_3$  ist der Anteil des geschwindigkeitsabhängigen Luftwiderstandes. Die Zusammenfassung der Parameter ist in Tabelle 5.3 zu finden. Durch die verallgemeinerte Darstellung für Translation und Rotation ist das Modell sowohl für die Berechnung von Elektrofahrzeugen als auch für reine industrielle Antriebssysteme (z.B. Lüfter) einsetzbar. Die Berechnung des Lastmomentes an der Maschine erfolgt durch Umstellung von Gleichung 5.1 nach der Eingangsgröße  $u$ . Der Vektor  $\underline{\dot{x}}$  ist durch das Geschwindigkeits-/Zeit-Profil bzw. die Differentiation bekannt. Ist im Antriebssystem ein Getriebe integriert, ist die Getriebeübersetzung  $i_G$  und der Getriebewirkungsgrad  $\eta_G$  zu berücksichtigen.

### 5.3.2.2 Maschinenmodell und Arbeitspunktberechnung

Eine Voraussetzung für einen Antrieb mit einer großen Integrationsdichte ist die optimierte Ansteuerung der Maschine, so dass eine möglichst geringe Systemverlustleistung entsteht. In [8] wird gezeigt, dass je nach Art und Aufbau der Maschine mit der „Maximum Torque per Ampere“-Ansteuerung (Abk. MTPA) die Gesamtverlustleistung deutlich reduziert werden kann. Die Grundlage des Ansteuerungsverfahrens basiert auf der Lagrange-Methode für die Optimierung nichtlinearer Zielfunktionen  $f(\underline{x})$  unter Nebenbedingungen  $n(\underline{x})$  (siehe Gleichung 5.2). Geometrisch gesehen ergibt sich ein Optimum des Problems, wenn die Gradienten von  $f$  und  $n$  parallele

Tabelle 5.3: Modellparameter und Analogie zwischen Translation/Rotation: gelbe Markierung - Ausgänge des Systemmodells (vgl. [6])

Paramter	Translation	Rotation
Zustand $\underline{x}$	$[v \ s]^T$	$[\omega \ \varphi]^T$
Eingang $u$ Kraft/Moment des Antriebs	$F/m = a$	$M/J = \alpha$
Trägheitsparameter $K_1$	$1 - \frac{J}{mr_{dyn}^2}$	1
Lastparameter $K_2$	$F_{RR} + F_{Last}$	$M_R + M_{Last}$
Parameter Luftwiderstand $K_3$	$1/2c_{wt}A \cdot \rho_{Luft}$	$1/2c_{wr}A \cdot \rho_{Luft}$
Kreisfrequenz $\omega_{mech}$	$\frac{v}{r_{dyn}}i_G$	$\omega_{mech}i_G$
Moment motor. Betrieb $M > 0$	$F r_{dyn} \frac{1}{i_G} \frac{1}{\eta_G}$	$M \frac{1}{i_G} \frac{1}{\eta_G}$
Moment gen. Betrieb $M < 0$	$F r_{dyn} \frac{1}{i_G} \eta_G$	$M \frac{1}{i_G} \eta_G$

entgegengerichtete Vektoren sind (vgl. [43, S. 77]). Der Lagrange-Multiplikator  $\lambda$  stellt den Längenunterschied der beiden Vektoren dar. Die notwendige Bedingung für das Optimum (Minimum) wird mit Formel 5.3 berechnet.

$$L(\underline{x}) = f(\underline{x}) + \lambda \cdot n(\underline{x}) \quad (5.2)$$

$$\nabla_{\underline{x}, \lambda} L(\underline{x}, \lambda) = \nabla f(\underline{x}) + \lambda \nabla n(\underline{x}) \quad (5.3)$$

Soll im Antriebssystem ein Moment  $M$  gestellt werden, muss der Umrichter die Stromanteile  $i_{Sq}$  und  $i_{Sd}$  bereitstellen. Das Moment ergibt sich nach der Momentengleichung (siehe Gleichung 4.8). Ziel ist es, unter minimalem Stromaufwand das erforderliche Moment bzw. für einen gegebenen Strom das maximale Moment zu erzielen. Im Gegensatz zur klassischen Regelung wird der Längsstrom nicht mehr auf  $i_{Sd} = 0$  geregelt.

Für das genannte Optimierungsproblem wird die negative Drehmomentgleichung als Zielfunktion und die Strombegrenzung des Statorstroms als Nebenbedingung eingesetzt (siehe Gleichungen 5.4 und 5.5). Aus der notwendigen Bedingung gemäß des Ansatzes  $\nabla_{i_{Sq}, i_{Sd}, \lambda} L(i_{Sq}, i_{Sd}, \lambda) = 0$  ergibt sich die Lösung für den Strom  $i_{Sd}$  nach Gleichung 5.6. Voraussetzung für die Anwendung des Verfahrens ist der Betrieb im Ankerstellbereich d.h.  $|u_{S-soll}^r| \leq |u_{S-max}^r|$  (vgl. Kapitel 4.3.1.2).

$$f = -M_{ges} = -\frac{3}{2}p \cdot [\Psi_{PM}i_{Sq} + (L_d - L_q)i_{Sd}i_{Sq}] \quad (5.4)$$

$$n = i_{Smax}^2 = i_{Sq}^2 + i_{Sd}^2 \quad (5.5)$$

$$i_{Sd} = \frac{-\Psi_{PM} - \sqrt{\Psi_{PM}^2 + 4(L_d - L_q)^2 i_{Sq}^2}}{2(L_d - L_q)} \quad (5.6)$$

Durch Einsetzen der Lösung in die Drehmomentgleichung 5.4 ergibt sich die Lösung für den Querstrom  $i_{Sq}$ . Es entsteht das in Gleichung 5.7 dargestellte Polynom 4. Ordnung. Die Koeffizienten  $p_0 \dots p_4$  sind in Tabelle 5.4 zusammengefasst. Für den Feldschwächbetrieb ergibt sich die Lösung aus der Drehmomentgleichung und der Bedingung der maximalen Spannung  $|u_{S-soll}^r| \leq |u_{S-max}^r|$  gemäß Gleichung 4.21 und 4.20. Die Lösung ist ebenfalls eine Polynomgleichung 4. Ordnung. Man erhält die Koeffizienten in der Tabelle 5.4. Die Herleitung des dargestellten Formelwerks ist in

[8, S. 90 ff.] zu finden. Die Lösung der Gleichungen wird im Simulationsprogramm mit den numerischen Newton-Rapson-Verfahren implementiert.

$$p_3 \cdot i_{Sq}^4 + p_2 \cdot i_{Sq}^2 + p_1 \cdot i_{Sq} + p_0 \quad (5.7)$$

Tabelle 5.4: Modellparameter der MTPA-Regelung und Feldschwächung

Parameter	MTPA - Regelung	Feldschwächung
$p_0$	$-\left(\frac{2M_{ges}}{3p}\right)^2$	$\left(\frac{2M_{ges}L_d}{3p(L_d-L_q)}\right)^2$
$p_1$	$\frac{2M_{ges}\Psi_{PM}}{3p}$	$\frac{4M_{ges}L_d\xi\Psi_{PM}}{3p(L_d-L_q)}$
$p_2$	0	$(\xi\Psi_{PM})^2 - \Psi_{max}^2$
$p_3$	$(L_d - L_q)^2$	$L_q^2$
$\xi$	-	$1 - \frac{L_d}{(L_d-L_q)}$

Für die Berechnung der Phasenspannungen, des Modulationsgrades bzw. der Phasenlage zwischen Strom und Spannung wird die Spannungsgleichung für den stationären Zustand nach Gleichung 5.8 herangezogen.

$$\begin{bmatrix} u_{Sq} \\ u_{Sd} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_S & \omega L_d \\ -\omega L_q & R_S \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Sq} \\ i_{Sd} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \omega \Psi_{PM} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5.8)$$

### 5.3.3 Elektrische Systemmodelle (Umrichter und DC-DC-Wandler)

#### 5.3.3.1 Strombelastungen

Die Ergebnisse zur Bestimmung der Bauelementestrombelastungen des Antriebsumrichters wurden im Kapitel 3.1.3 abgeleitet. Die Berechnungen wurden für Umrichtervarianten mit MOSFET oder IGBT als Leistungsschalter durchgeführt. Die maßgeblichen Unterschiede zwischen den Varianten sind:

- Berechnungsgrundlage für die Durchlassverluste:  
 MOSFET:  $P_{V-MOS-Rdson} = R_{Dson} \cdot I_{T-RMS}^2$   
 IGBT:  $P_{V-IGBT-Uce} = U_{CE0} \cdot I_{T-AV} + r_{CE} \cdot I_{T-RMS}^2$
- Belastung der antiparallelen Diode bzw. Bodydiode: Während beim MOSFET ein Inversbetrieb (eingeschalteter Kanal + parallele Bodydiode) möglich ist (siehe [34, S.66]), kann der IGBT nur in Vorwärtsrichtung arbeiten. Es muss eine antiparallele Freilaufdiode vorgesehen werden. Für den Betrieb des MOSFET in Inversrichtung wird nur der aktive Kanal angenommen.

Für die Verlustberechnung wird die Zweigverriegelungsphase vernachlässigt. Die Eingangsgrößen zur Berechnung der Strombelastung des Umrichters sind der Modulationsgrad  $M_u$ , die Phasenlage  $\varphi$  und der Phasenstrom  $I_{ph}$ .

Die Funktionen zur Beschreibung der Strombelastung der Halbleiter, Drosseln, Transformatoren und Kondensatoren des Phase-Shift-Full-Bridge-Converters sind im Kapitel 3.2.3 dargestellt. Die Eingangsgrößen zur Berechnung der Strombelastung des Wandlers sind der Phasensteuerwinkel  $\Phi$ , der Ausgangsstrommittelwert  $I_{LV-AV}$  und der Stromripple  $\Delta I_{LV-ges}$ .

### 5.3.3.2 Spannungsbelastung/Güte des Kommutierungskreises

Eine genaue simulative Bestimmung der Schalterüberspannung ist aus folgenden praktischen Gesichtspunkten und Einflussfaktoren nicht möglich bzw. nicht sinnvoll:

- Einfluss parasitärer Elemente des PCB-Layouts
- Einfluss parasitärer Elemente des Halbleiter-Packages
- nicht ideales Verhalten des Gate-Treibers
- parasitäre Elemente im Gate-Kreis
- Impedanzverhalten der Zwischenkreiskondensatoren
- schwierige Abbildung des Schaltverhaltens aufgrund komplexer physikalischer Prozesse.

Aus diesem Grund wird die Güte des Kommutierungskreises durch eine Bestimmung der Kommutierungsinduktivität  $L_\sigma$  ermittelt. Die Überspannung kann aus typischen gemessenen  $di/dt$ -Werten des Schalters bzw. annäherungsweise mit den Formeln 5.9 und 5.10 abgeschätzt werden. Diese Formeln gelten für das idealisierte Schaltverhalten gemäß [44] sowohl für den MOSFET als auch für den IGBT. Weitere Methoden zur Approximation der Schaltzeiten werden in [45] vorgestellt. Die Bestimmung der Induktivitäten unterschiedlicher Leiteranordnungen wird im Kapitel 5.4.2 beschrieben.

$$\left[ \frac{di}{dt} \right]_{on} \approx g_m \frac{U_{G-on} - U_{GS-th} - \left( \frac{I_T}{2g_m} \right)}{(R_{G-on} C_{iss})} \quad (5.9)$$

$$\left[ \frac{di}{dt} \right]_{off} \approx g_m \frac{-U_{G-off} - U_{GS-th} - \left( \frac{I_T}{2g_m} \right)}{(R_{G-off} C_{iss})} \quad (5.10)$$

$g_m = \frac{dI_T}{dU_{GS}}|_{U_{DS}=\text{konst}}$ : Vorwärtsteilheit im linearen Betrieb des MOSFET

## 5.3.4 Verlustleistungsmodelle

### 5.3.4.1 Überblick

Zunächst können die relevanten Verlustleistungseffekte wie folgt systematisiert werden:

- **1. Ohmsche Verluste:** Die ohmschen Verluste entstehen durch die materialabhängigen Übergangswiderstände im Gesamtsystem. Allgemein berechnet sich der Widerstand nach Formel 5.11 [46, S. 261, 262, 265]. Die Parameter  $R_{DSon}(T_j)$  des MOSFET und ESR des Kondensators werden für nachfolgende Untersuchungen aus Datenblattangaben entnommen. Die analytische Bestimmung der Widerstände für die Hauptkomponenten PCB, Magnetbauelement und Kabel wird im Kapitel 5.3.4.2 abgeleitet. Eine Besonderheit kommt durch den Skin- und Proximity-Effekt zum tragen. Der effektive Leiterbahnquerschnitt wird durch die magnetfeldabhängige Stromverdrängung reduziert und die Verluste steigen in Abhängigkeit vom harmonischen Spektrum des Stromes  $i(f)$ . Für die harmonischen Anteile erfolgt die Berücksichtigung mithilfe eines Korrekturfaktors  $F_{AC}$  (siehe Kapitel 5.3.4.2). Der Statorwiderstand  $R_S$  der PESM wird messtechnisch ermittelt bzw. aus Datenblattangaben entnommen.
- **2. Ansteuer- und Schaltverluste:** Die Ansteuer- und Schaltverluste berechnen sich typischerweise nach empirisch ermittelten Schaltenergien. Diese werden häufig in Datenblättern für einen definierten Messaufbau angegeben. Im Kapitel 5.3.4.3 wird die Berechnung der Schaltverluste für typische Konverter anhand von Datenblattangaben genutzt.
- **3. Hysterese- und Wirbelstromverluste:** Die Hysterese- und Wirbelstromverluste können auf Basis von empirisch ermittelten Verlustkurven für das entsprechende Magnetmaterial berücksichtigt werden. Die empirisch ermittelten Verlustkurven werden typischerweise durch das Steinmetzgesetz angenähert. Die Beschreibung und Korrektur des Steinmetzgesetzes für die untersuchten Konverter ist im Kapitel 5.3.4.4 dargestellt.
- **4. Verluste durch mechanische Reibung:** In der PESM treten typischerweise Lagerreibungsverluste und Luftreibungsverluste auf. Die Ermittlung der Verluste erfolgt für die betrachtete PESM anhand von Messergebnissen gemäß Kapitel 5.3.4.5.

$$R = \rho \frac{l}{A} \cdot (1 + \alpha_{T_1} \cdot \Delta T + \alpha_{T_2} \cdot \Delta T^2) \cdot F_{AC}(i(f)) \quad (5.11)$$

$\Delta T$ : Temperaturdifferenz zwischen Ist-Temperatur und Referenztemperatur für die Bestimmung der Temperaturkoeffizienten  $\alpha_T$

In Tabelle 5.5 sind die Verlustleistungsanteile in den untersuchten Hauptkomponenten dargestellt.



Tabelle 5.5: Systematisierung der auftretenden Verlusteffekte nach den untersuchten Hauptkomponenten, Geo - Leitergeometrie, Typ - Bauteiltyp, MM - Magnetmaterial, LK - Lagerkonstruktion

Hauptkomponente	Verlustleistungsanteile			
	1	2	3	4
MOSFET	$R_{DSon} = f(\text{Typ}, T_j)$	$f(E_{on+off}, Q_G)$	x	x
PCB	$R = f(\text{Geo.}, T_{PCB}, f)$	x	x	x
AVT	$R = f(\text{Geo.}, T_{AVT}, f)$	x	x	x
Kondensator	$ESR = f(\text{Typ.}, T_h, f)$	x	x	x
Magnetbauelement	$R = f(\text{Typ.}, T_{wi}, f)$	x	$P_V = f(\text{MM}, V_{fe}, f_{SW}, B_{max})$	x
PESM	$R = f(\text{Geo.}, T_{wi}, f)$	x	$P_V = f(\text{MM}, V_{fe}, f_{SW}, B_{max})$	$f(\text{LK})$

### 5.3.4.2 Ohmsche Verluste unter Berücksichtigung des Skin- und Proximity-Effekts

Die nachfolgend beschriebenen Stromverdrängungseffekte kommen sowohl in den Leiterbahnen der PCB, den Wicklungen der Magnetbauelemente als auch im Kabel und den Verbindungselementen zum tragen. Der Skin-/Proximity-Effekt basiert auf der Stromverdrängung durch das eigene Magnetfeld des Leiters oder durch benachbarte Magnetfelder. Durch die Stromverdrängung wird die effektiv stromleitende Querschnittsfläche verringert und der Widerstand steigt. Diese Effekte sind abhängig von der Frequenz des Stromes. Eine wichtige Kenngröße für die Beschreibung der Stromverdrängungseffekte ist die Eindringtiefe  $\delta$  (siehe Formel 5.12). Die nachfolgenden Formeln für den Skin- und Proximity-Effekt gelten für einen Folienleiter und sind aus [47] entnommen.

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi f \sigma \mu_0}} \quad (5.12)$$

$$R_{AC} = R_{DC} F_{F/R} \quad (5.13)$$

$$\nu_F = \frac{h}{\delta} = \sqrt{\pi f \sigma \mu_0} \cdot h \quad (5.14)$$

$$F_F = \frac{\nu_F \sinh(\nu_F) + \sin(\nu_F)}{2 \cosh(\nu_F) - \cos(\nu_F)} \quad (5.15)$$

$$G_F = b^2 \nu_F \frac{\sinh(\nu_F) - \sin(\nu_F)}{\cosh(\nu_F) + \cos(\nu_F)} \quad (5.16)$$

$$P_{Vi} = R'_{DC} \cdot \left( F_{Fi} \cdot I_{RMSi}^2 \cdot N + G_{Fi} \sum_{m=1}^N H_{AV-m}^2 \right) MLT \quad (5.17)$$

$h, b, r$ : Höhe, Breite des Folienleiters, Radius des Rundleiters

$\delta$ : Eindringtiefe Skin-Effekt

$\nu_F$ : Verhältnis von Leiterhöhe zu Eindringtiefe

$F_F, F_R$ : Faktor Widerstandserhöhung, Skin-Effekt für Folienleiter (z.B. Kupferband)/Rundleiter

$G_F$ : Faktor Widerstandserhöhung, Proximity-Effekt für Folienleiter

$H_{AV-m}$ : Mittelwert des Magnetfeldes auf Lage  $m$

$MLT$ : mittlere Windungslänge (engl. Mean Length per Turn)

Der Folienleiter wird, wie im Kapitel 5.2 bereits erwähnt, für die Berechnung des Transformators (Kupferband-Wicklung) bzw. der Leiterbahn der PCB genutzt. Nachfolgend sind weiterhin die Formeln für den Skin-Effekt eines Rundleiters dargestellt. Die Realisierung einer Drossel mit Ringkern erfolgt in der Regeln unter Nutzung von massiven Drähten. Die Widerstandserhöhung berechnet sich gemäß Formel 5.13. [46, S. 760 ff.]

$$\nu_R = \frac{r}{2} \cdot \sqrt{\pi f \sigma \mu_0} \quad (5.18)$$

$$F_R = 1 + \frac{\nu_R^4}{3} \quad \text{für } \nu_R \leq 1 \quad (5.19)$$

$$F_R = \nu_R \quad \text{für } \nu_R \geq 1 \quad (5.20)$$

Für die Berechnung des Proximity-Effektes lässt sich der Rundleiter für die einfachere Berechnung in einen äquivalenten Folienleiter transformieren (siehe Abbildung 5.8 - rechts). Als Berechnungsgrundlage wird ein gleicher Flächeninhalt/Widerstand angesetzt. Informationen zu weiteren Leitertypen und der Überlagerung von vielfachen Leitern sind in [47] zu finden.

Für die Berechnung des Proximity-Effektes wird das  $H$ -Feld im Kern mithilfe des Durchflutungsgesetzes 5.21 eindimensional berechnet, so dass ein überlagertes Feldbild entsteht (siehe Abbildung 5.8). Daraus kann schließlich über alle Wicklungen die Verlustleistung gemäß Gleichung 5.17 ermittelt werden.

$$\oint \vec{H} d\vec{s} = \int \vec{S} d\vec{A} = \sum I_{umf} \quad (5.21)$$

Für einen ideal verschachtelten Trafo ist das mittlere  $H$ -Feld gemäß Durchflutungsgesetz 5.21 null, so dass der Proximity-Effekt vernachlässigt werden kann. Für die Berechnung der Verluste ist ebenfalls das Spektrum des Stromes zu bestimmen. Im Gesamtsystemmodell wird der AC-Anteil der Kupferverluste der PESM für den Anteil der Ausgangsfrequenz des Umrichters und der schaltfrequente Anteil berücksichtigt. Für den DC-DC-Wandler wird die diskrete Fouriertransformation zur Berechnung des Transformators angewendet (siehe Abbildung 5.7).

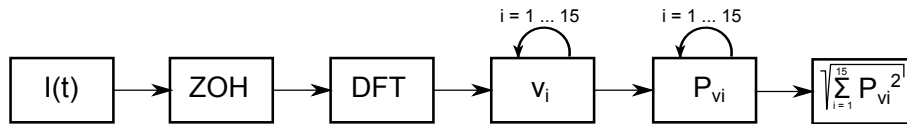
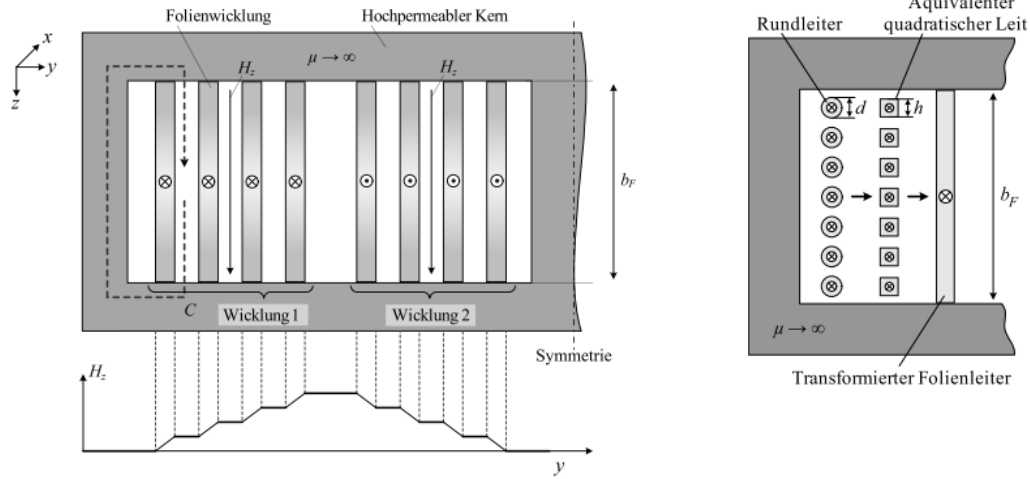


Abbildung 5.7: Rechengang zur vollständigen Bestimmung der Verluste durch Stromverdrängung

**Wichtiger Hinweis:** Mit dem dargestellten eindimensionalen Ansatz werden Luftspalt-Streufelder vollständig vernachlässigt. Diese Vernachlässigung ist zulässig, da die Untersuchungen auf Magnetbauelemente mit verteiltem Luftspalt bzw. ohne Luftspalt betrachtet werden.



Quelle: [47]

Abbildung 5.8: Überlagerung der Streufelder im Kern und Transformation von Rundleiter auf Folienleiter

### 5.3.4.3 Ansteuer- und Schaltverluste

Die Berechnung der Schaltverluste erfolgt gemäß Gleichung 5.22 aus den ermittelten Einschalt-/Ausschaltenergien, der Strom- und Spannungs- und Temperaturabhängigkeit sowie aus dem Schalterstrom [34, S. 287]. Die Schaltenergien werden typischerweise für bestimmte Arbeitspunkte gemessen und können den Datenblattangaben direkt entnommen werden. Bei Niedervolt-MOSFETs werden die Schaltenergien in der Regel nicht im Datenblatt angegeben. Dies ist mit dem großen Einfluss der unmittelbaren Schaltungsumgebung (Gatetreiber, Kommutierungskreis) zu begründen. Eine vereinfachte Berechnung der Schaltenergien über linearisierte Schaltvorgänge aus typischen Datenblattparametern wird in [48] dargestellt.

$$P_{V-SW} = f_{SW} \cdot E_{on+off}(I_{ref}, U_{ref}) \left( \frac{I_{T-max}}{I_{ref}} \right)^{K_i} \cdot \left( \frac{U_{ZK}}{U_{ref}} \right)^{K_v} \cdot (1 + T_{CESW}(T_j - T_{ref})) \quad (5.22)$$

$I_{ref}, U_{ref}, T_{ref}$ : Referenzwerte für die Bestimmung der Schaltverluste

$K_i, K_v$ : Exponenten für die Strom-, Spannungsabhängigkeit der Schaltverluste

$T_{CESW}$ : Temperaturkoeffizient der Schaltverluste

Halbbrücke:  $I_{T-max} = I_{T-AV} \cdot \frac{T_p}{t_{on}} = I_{T-AV} \cdot \frac{1}{D}$

IGBT B6-Brücke:  $I_{T-max} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} I_{ph-RMS}$

MOSFET B6-Brücke:  $I_{T-max} = 2 \cdot \frac{\sqrt{2}}{\pi} I_{ph-RMS}$

Der Unterschied zwischen MOSFET- und IGBT-B6-Brücke ergibt sich durch die Umrechnung mittels Gleichrichtwert. Der IGBT ist nur in positiver Halbwelle leitfähig und wechselt sich mit der Freilaufdiode ab. Der MOSFET hingegen ist in positiver und negativer Halbwelle leitfähig. Die Ansteuerungsverluste berechnen sich nach Formel 5.23.

$$P_{V-Control} = Q_G \cdot (|U_{G-on}| + |U_{G-off}|) \cdot f_{SW} \quad (5.23)$$

#### 5.3.4.4 Hystereseverluste der Magnetbauelemente

Die Hysteres- und Wirbelstromverluste für eine sinusförmige Aussteuerung der Magnetbauelemente können durch die allgemeine Steinmetz-Gleichung ermittelt werden [49, S. 21]:

$$P_{V-core} = V_{fe} \cdot p_{v0} \cdot \left( \frac{B_{max}}{B_0} \right)^{\alpha_S} \cdot \left( \frac{f_{SW}}{f_0} \right)^{\beta_S} \quad (5.24)$$

$\alpha_S$  und  $\beta_S$ : Steinmetz-Frequenz-/Steinmetz-Induktionskoeffizient

$f_0, B_0$ : Betriebswerte zur Messung der Materialkonstante  $p_{v0}$

$V_{fe}$ : Kernvolumen

$B_{max}, f_{SW}$ : maximale Flussdichte, Schaltfrequenz der Applikation

Da der Strom bzw. die Flussdichte  $\Delta B$  beim Full-Bridge-Converter keinen sinusförmigen Verlauf, sondern einen dreieckigen Verlauf hat, muss die Berechnung angepasst werden. In [49, S. 24 ff.] wird ein Verfahren vorgestellt, in der ein Korrekturfaktor für eine äquivalente Frequenz eingeführt wird. Dieser basiert auf der Berechnung einer Kosinusfunktion mit einer äquivalenten mittleren Anstiegsgeschwindigkeit. Für den Flussdichteverlauf des Full-Bridge-Converters ergibt sich folgende korrigierte Formel<sup>1</sup>:

$$P_{V-core} = V_{fe} \cdot p_{v0} \cdot \frac{1}{K_{cos-lin}} \left( \frac{B_{max}}{B_0} \right)^{\alpha_S} \cdot \left( \frac{f_{SW}}{\Phi \cdot f_0} \right)^{\beta_S} \quad (5.25)$$

Bei einer Tastverhältnissteuerung kann statt der Phasenlage  $\Phi$  auch der Tastgrad  $D$  eingesetzt werden.

#### 5.3.4.5 Hysteres- und Reibungsverluste der PESM

Die Hysteres-Verluste der PESM lassen sich theoretischen ebenfalls mit der Steinmetzgleichung bestimmen. Hierfür muss ein entsprechendes Reluktanzmodell der Maschine verfügbar sein. Für die bereits als Demonstrator vorliegende Maschine konnten die Hysteres- und Reibungsverluste gemessen werden. Für die Gesamtsystemsimulation wurden diese Verlustanteile inklusive Reibungsverluste der Maschine in einer Polynomgleichung 2. Ordnung zusammengefasst und die Parameter aus den Messergebnissen bestimmt. Die Parameter  $\hat{p}_i$  werden durch eine Minimierung des mittleren quadratischen Fehlers anhand der Messergebnisse berechnet.

$$P_{V-PESM-Fe} = \hat{p}_1 \cdot n + \hat{p}_2 \cdot n^2 + \hat{p}_3 \cdot \hat{I}_{ph}^2 \quad (5.26)$$

---

<sup>1</sup>Die Herleitung des Korrekturfaktors ist im Anhang A6 auf S. 191 zu finden

## 5.3.5 Thermische Modelle

### 5.3.5.1 Überblick

Für die Betrachtung des gesamten elektrischen Antriebs und DC-DC-Wandlers sind folgende aufgezählte Komponenten thermisch zu modellieren. Der Fokus in dieser Arbeit liegt auf der Modellierung von diskreten Halbleiterbauelementen in Kombination mit einer PCB, sowie in der Modellierung von Elektrolytkondensatoren. Für alle anderen Komponenten werden die notwendigen vertiefenden Literaturhinweise gegeben:

- **PESM:** Die elektrische Maschine kann auf Basis einer FEM-Simulation oder auf Basis von thermischen Netzwerken modelliert werden. Für eine Gesamtsystemsimulation ist die vereinfachte Modellierung auf Basis eines Netzwerkmodells sinnvoll. Die notwendigen Grundlagen und die Parameterbestimmung wird in [50, S. 39 ff. ] ausführlich beschrieben.
- **Leistungshalbleiter in Kombination mit PCB:** Die Grundlagen bzw. die Berechnung von Leistungshalbleitern in Kombination mit einer PCB wird in der Literatur oft nicht tiefgründig bzw. mit stark vereinfachten Modellen abgehandelt. In der vorliegenden Arbeit werden zwar ebenfalls vereinfachte Modelle erstellt. Ihre Gültigkeit, bzw. die Datenbasis und Korrekturgrößen werden auf der Grundlage einer detaillierten FEM-Simulation erarbeitet. Die Eigenerwärmung der aktiv gekühlten PCB und der daraus resultierende zulässige Strom durch die Leiterbahnen ist in [17] dargestellt.
- **Magnetbauelemente:** Die thermische Modellbildung von Magnetbauelementen erfolgt mit thermischen Netzwerkmodellen. Die Parameterermittlung basiert auf der Ähnlichkeitstheorie für thermische Probleme. [42, S. 127 ff. ]
- **Elektrolytkondensatoren:** Die thermischen Modelle von Elektrolytkondensatoren findet man vereinzelt in Datenblättern bzw. wird in [51] ein einfacher Kondensator thermisch modelliert. Die Basis für die Modellbildung in [51] ist jedoch ein speziell präparierter Kondensator mit Thermoelementen. Die Aufgabe in dieser Arbeit soll es sein, Modellparameter mithilfe einfacher Messmethoden für den praktischen Anwender zu ermitteln.
- **Kühlkörper:** Kühlkörper bilden einen wesentlichen Bestandteil im Gesamtsystemvolumen. Entsprechende Berechnungsgrundlagen und Modelle sind in [34, S. 302 ff.] zu finden. In der vorliegenden Arbeit werden Systeme mit Wasserkühlung als auch Luftkühlung behandelt. Vereinfacht wird eine konstante Oberflächentemperatur am gesamten Kühlkörper angenommen.

### 5.3.5.2 Thermische Modellbildung - Grundlagen

**Theoretische Modellbildung** Für die Auslegung der Leistungselektronik ist das thermische Design des Systems besonders wichtig. Durch die Impulsbelastungen beispielsweise bei einem Anfahrzyklus eines Antriebssystems ist eine thermische Überlastung des Systems schnell möglich. Als Beispiel ist hier der maximale Strom bei niedriger Umrichter Ausgangsfrequenz zu nennen. Daher ist für das Systemdesign ein adäquates thermisches Modell erforderlich.

$$\lambda \cdot \Delta \vartheta = -p_v + \rho c_p \frac{\partial \vartheta}{\partial t}, \vec{q} = -\lambda \nabla(\vartheta) \quad (5.27)$$

$$\frac{\partial^2}{\partial x^2} \vartheta = \frac{\rho c_p}{\lambda} \frac{\partial \vartheta}{\partial t} \quad (5.28)$$

$$\frac{\partial^2}{\partial x^2} \vartheta = C'_{th} R'_{th} \frac{\partial \vartheta}{\partial t} \quad (5.29)$$

Die Grundlagen der Wärmeleitung werden durch die Wärmeleitungsgleichung 5.27 beschrieben. Mit der Vereinfachung, dass es keine inneren Verlustleistungsquellen gibt und die Wärmeleitung in eindimensionaler Richtung untersucht wird, kann die Gleichung 5.27 in Gleichung 5.28 vereinfacht werden. In Analogie zur Telegrafengleichung für die Beschreibung der Wellenausbreitung auf Leitungen kann die Gleichung 5.29 definiert werden. Auf Basis dieser Gleichung kann der Wärmeleitungsvorgang durch eine Reihenschaltung von konzentrierten thermischen Ersatzparametern  $R'_{th}$  und  $C'_{th}$  dargestellt werden. Es ergibt sich eine Analogiebeziehung zwischen elektrischen und thermischen Größen. Die Berechnung der thermischen Ersatzparameter für homogene Volumenelemente ist in den Gleichungen 5.30 und 5.31 dargestellt. Die Annahme von homogenen Verteilungen stellt vor allem für PCB-basierte Systeme eine Näherungslösung dar. Die Definitionsgleichung einer thermischen Impedanz ist in Gleichung 5.32 dargestellt. [52, S. 35 ff.]

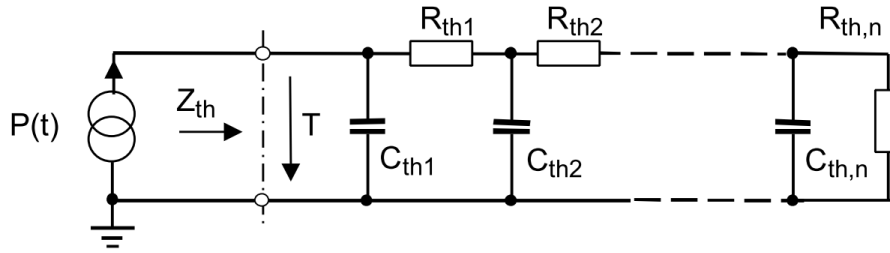
$$R_{th} = \frac{\vartheta(x_A) - \vartheta(x_E)}{P_V} = \frac{l}{\lambda A} \quad (5.30)$$

$$C_{th} = c_{th} \cdot \rho \cdot A \cdot h \quad (5.31)$$

$$Z_{th}(t) = \sum_{\nu}^n R_{th\nu} \cdot (1 - e^{\frac{-t}{\tau_{th\nu}}}) \quad (5.32)$$

$$\tau_{th\nu} = R_{th\nu} \cdot C_{th\nu} \quad (5.33)$$

In Abbildung 5.9 ist ein entsprechendes Ersatzschaltbild (Cauer-Netzwerk) für thermisch gekoppelte Volumenelemente dargestellt. Das Massepotential entspricht dabei der Umgebungstemperatur, die weiteren Knotenpotentiale entsprechen den Temperaturen des Systems an den definierten Orten. Eine weitere Darstellung des Wärmeübergangs erfolgt mithilfe eines Foster-Netzwerks als Reihenleitermodell (siehe [52, S. 36]). Dieses repräsentiert die Summendarstellung des  $Z_{th}$ . Für die nachfolgenden implementierbaren Modelle wird das Cauer-Netzwerk bevorzugt. Eine Umrechnung zwischen den Ersatzschaltbildern ist mithilfe der Vierpoltheorie möglich.



Quelle: [53, S.4]

Abbildung 5.9: thermisches Ersatzschaltbild mit RC Netzwerken

Die Bestimmung der thermischen Ersatzelemente mithilfe der o.g. Bestimmungsgleichungen stellt nur eine Näherungslösung dar. Die Wärmespreizung und die thermisch aktive Fläche für die Volumenelemente kann analytisch nicht abgeschätzt werden. Es stehen hierfür folgende Methoden zur Verfügung:

### FEM - Simulation

Das FEM-Modell wird für das entsprechende verallgemeinerte System (z.B. Einzelschalter inklusive PCB und Kühlung) erarbeitet. Nach der Simulation wird eine Modellvereinfachung vorgenommen. Es sind folgende Methoden der Modellvereinfachung möglich:

#### Methode 1: Modellvereinfachung mittels Arnoldi Prozess

Die Grundidee der FEM-Simulation ist die Zerteilung einer komplexen dreidimensionalen Geometrie in ein Gitternetz mit diskreten Stützpunkten. Nach Ablauf des Preprocessing-Algorithmus entsteht ein Gleichungssystem gemäß Gleichung 5.34.  $C$  entspricht der Kapazitätsmatrix und  $K$  der Leitwertmatrix. Durch diese beiden Matrizen wird die Dynamik des Systems bestimmt. Die einzelnen Zustände entsprechen den Temperaturen an den Knotenpunkten. Diese Systembeschreibung kann auch durch ein äquivalentes elektrisches Ersatzschaltbild mit R-C-Tiefpassnetzwerken dargestellt werden. Der Arnoldi-Prozess vereinfacht das System so, dass nur Eigenwerte erhalten werden, welche signifikant zum dynamischen Verhalten beitragen. Es entsteht ein System mit deutlich reduzierter Ordnung. Die Anwendung des Verfahrens zu thermischen Problemstellungen ist in [54] dargestellt. Vorteil ist, dass mehrere gewünschte Ausgänge erhalten bleiben. Außerdem ist es ebenfalls möglich, bestimmte Parameter mit in die Modellvereinfachung aufzunehmen. Dadurch kann zum Beispiel die Auswirkung der Änderung des Isolationsmaterials nach der FEM-Simulation mithilfe des reduzierten Modells untersucht werden.

$$C\dot{\vartheta}(t) + K\vartheta(t) = Q = Bp(t) \quad y = c^T\vartheta(t) \quad (5.34)$$

**Methode 2: Modellansatz mit thermischen Impedanzen und Parameteroptimierung** Nach der Simulation des thermisch transienten Verhaltens mit der FEM-Simulation wird die Temperaturkurve für den gewünschten Punkt ausgegeben. Anschließend können die Parameter eines Modellansatzes

über eine Parameteroptimierung bestimmt werden. Als Zielfunktion wird hierfür die Summe der Fehlerquadrate (engl. mean square error) verwendet. Vorteil des Verfahrens ist die einfache Umsetzbarkeit und die parallele Anwendbarkeit auf eine experimentelle Parameterbestimmung. Ändert sich ein Parameter im System ist eine erneute FEM-Simulation durchzuführen. Dieser Fakt ist ein deutlicher Nachteil des Verfahrens. Bei der Anwendung des Verfahrens ist in jedem Fall die Ordnung des Modellansatzes für eine adäquate Genauigkeit zu prüfen.

Für die Implementierung des Modells in eine Gesamtsystems simulation erfolgt die Auswahl der Methode 2. Die Einflüsse von unterschiedlichen Systemparametern werden durch eine Vielzahl von FEM-Simulationen untersucht. Durch einen Parallelvergleich mit einem vereinfachten (analytischen) Modell und der Bestimmung der Kenngrößen nach 5.30 und 5.31 ist eine Interpretation von Ursache und Auswirkung auf das thermische Verhalten gut möglich.

### **Experimentelle Parameterbestimmung**

Die experimentelle Ermittlung der thermischen Impedanz erfolgt durch die Messung der Abkühlkurve des thermischen Systems. Hierfür wird das System durch das Einprägen einer konstanten Verlustleistung  $P_V$  aufgeheizt. Die Temperatur des eingeschwungenen Zustandes wird erfasst. Nachfolgend wird ein Lastsprung durchgeführt, bei welchem die Verlustleistung auf 0 W gesetzt wird. Die Temperaturkurven werden an verschiedenen Punkten der Anordnung gemessen. Aus den Kurven können die Parameter des Ersatzmodells durch eine Parameteroptimierung bestimmt werden.

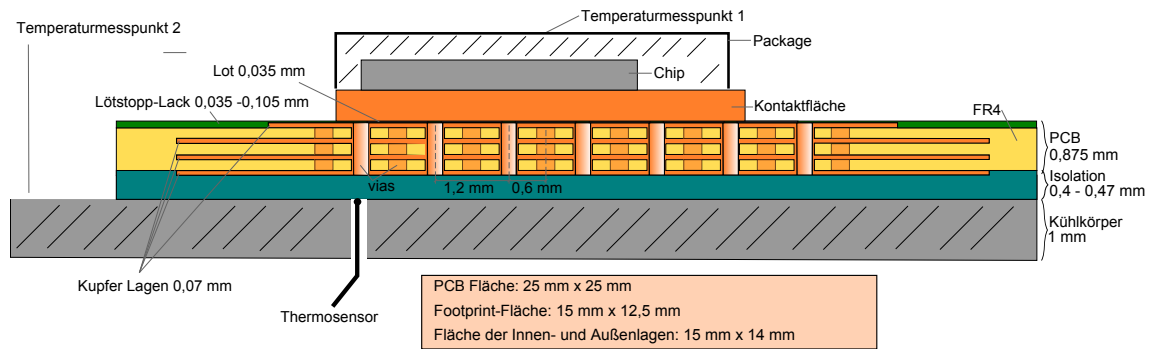
#### **5.3.5.3 Thermisches Modell des Leistungsschalters in Kombination mit PCB**

Für die nachfolgenden Untersuchungen werden folgende Annahmen bzw. Vereinfachungen getroffen:

- Kühlplattentemperatur wird als konstant angenommen
- Leiterplatte wird aktiv gekühlt (forcierte Kühlung/Wasserkühlung)
- Eindimensionale Betrachtung des Wärmeflusses in vertikale z-Richtung.

In Abbildung 5.10 ist die exemplarische Darstellung des modellierten PCB-Aufbaus für das Infineon HSOF Package dargestellt. Dieser PCB-Aufbau wird für die Ermittlung des thermischen Verhaltens als FEM-Modell erstellt. Außerdem wird für die Darstellung und analytische Vergleichsrechnung ein eindimensionales thermisches Ersatzschaltbild gemäß Abbildung 5.11 erarbeitet. Dieses Ersatzschaltbild beschreibt den Wärmefluss auf der Platine in vertikaler Richtung. Dieses Ersatzschaltbild ist soweit vereinfacht, dass nur verhältnismäßig große Wärmekapazitäten in das Ersatzschaltbild aufgenommen wurden. Voraussetzung für die Anwendbarkeit des Modells ist eine geringe, vernachlässigbare Wärmespreizung in die horizontalen Ausbreitungsrichtungen (x- und y- Achse). Im Modell kann die Wärmespreizung zumindest zum Teil durch eine thermisch aktive Fläche  $A^*$  berücksichtigt werden.





Quelle: [55]

Abbildung 5.10: Querschnitt des Systemaufbaus mit PCB

Die Wahl für die Klassifizierung des thermischen Übergangs fiel für die Anwendbarkeit auf komplexere Systeme auf einen einfachen Schalter. Für einen Aufbau mit mehreren parallelen Schaltern auf einer Platine kommt es zur thermischen Verkopplung zwischen den Schaltern. Aufgrund der Bedingungen (aktive Wasserkühlung bzw. forcierte Luftkühlung) wird der komplette Wärmefluss in vertikaler Richtung angenommen. Wird ein System mit passiver Kühlung und einer Wärmespreizung in horizontaler Richtung aufgebaut, müssen Verkopplungsimpedanzen zwischen den Einzelschaltern eingeführt werden [52, S. 52].

Im Kapitel 5.4 wird genauer auf die Parameterbestimmung sowie auf die Ergebnisauswertung und Interpretation eingegangen.

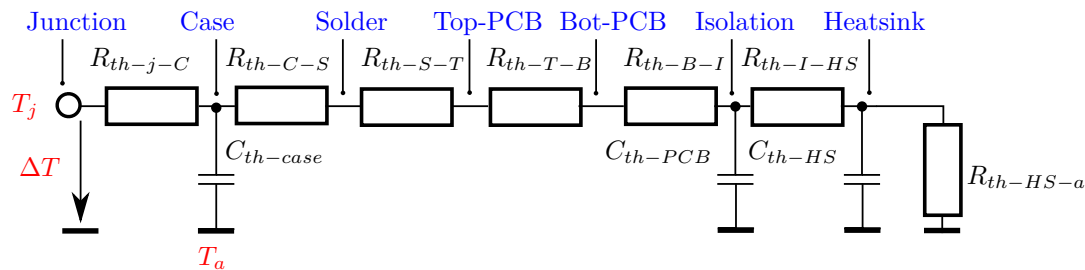
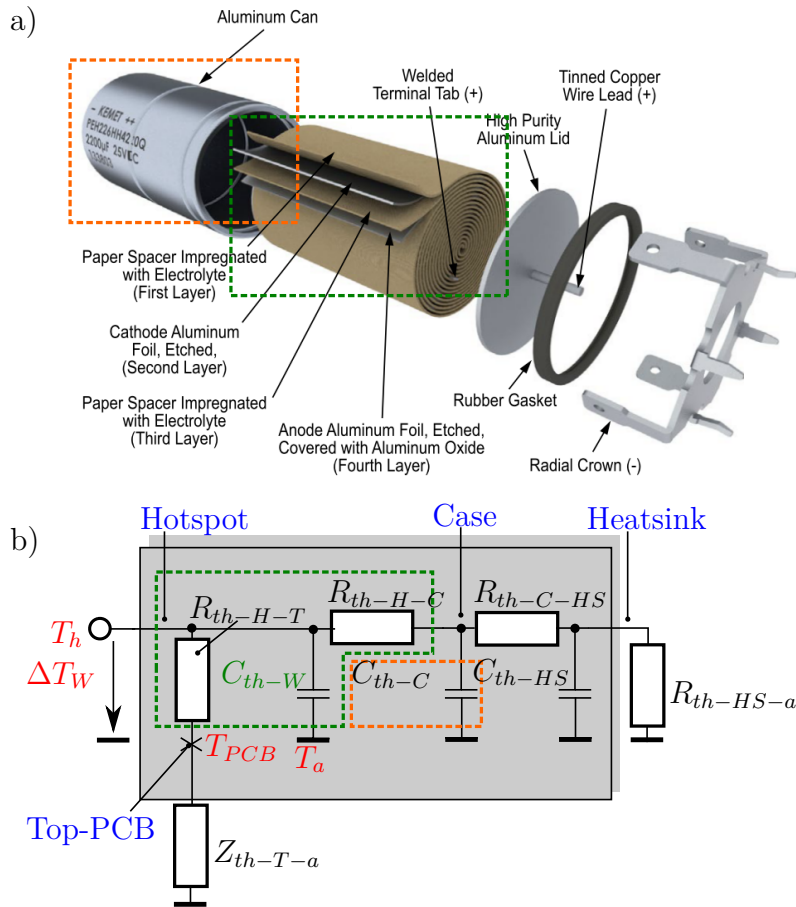


Abbildung 5.11: thermisches Ersatzschaltbild eines Schalters in Kombination mit PCB; blau - Temperaturpunkte: Junction - Sperrschicht, Case - Kontakte des Halbleitergehäuses, Solder - Lot, Top-PCB - Oberseite der PCB, Bot-PCB - Unterseite der PCB, Heatsink - Kühlung

Für die Modellierung wird, wie o.g. eine konstante Rückseitentemperatur, d.h. eine konstante Temperatur der Kühlplatte angenommen. Das thermische Modell kann jedoch auch um die thermische Impedanz des Kühlkörpers erweitert werden. Die entsprechenden Modelle für unterschiedliche Kühlkörper sind in [34, S. 306 ff.] und die Modelle für Wasserkühlung in [34, S. 311 ff.] zu finden.

### 5.3.5.4 Thermisches Modell des Zwischenkreiskondensators

Die nachfolgenden Analysen beziehen sich auf die Modellierung des thermischen Verhaltens von Elektrolytkondensatoren. In Abbildung 5.12 a) ist der Wicklungsaufbau eines Elektrolytkondensators und b) das vereinfachte thermische eindimensionale Ersatzschaltbild für die Wärmeausbreitung in radialer und vertikaler Richtung dargestellt. Die markierten Elemente sind jeweils die Bestandteile, welche in den konzentrierten Ersatzparametern zusammengefasst sind. Das Modell lässt sich aus dem in [51] beschriebenen Modell vereinfachen.



Quelle: oben) [56] unten) eigene Darstellung

Abbildung 5.12: a) Wicklung eines Elektrolytkondensators, b) thermisches Ersatzschaltbild eines Elektrolytkondensators; blau - Temperaturpunkte: Hotspot - wärmster Punkt im Wickel, Case - Gehäuse, Top-PCB - Oberseite der PCB, Heatsink - Kühlung

Die physikalische Bedeutung der Elemente sind:

- $C_{th-W}$ : Wärmekapazität der Elektrolytwicklungen, welche zu 25% aus einem Wasser-Glykol-Gemisch bestehen
- $C_{th-C}$ : Wärmekapazität des äußeren Aluminiumgehäuses
- $C_{th-HS}$ : Wärmekapazität des Kühlsystems

- $R_{th-H-C}$ : Wärmewiderstand der Wicklungen nach außen in radialer Richtung
- $R_{th-C-HS}$ : Wärmewiderstand des äußeren Aluminiumgehäuses zum Kühlsystem
- $R_{th-HS-a}$ : thermischer Widerstand des Kühlsystems gegenüber der Umgebung
- $R_{th-H-T}$ : thermischer Widerstand vom Wickel zum Anschlusspin
- $Z_{th-T-a}$ : thermische Impedanz der PCB gegenüber der Umgebung.

Eine Besonderheit kommt durch die Berücksichtigung der thermischen Ankopplung der Anschlusspins über den  $R_{th-H-T}$  zum tragen. Durch die thermische Anbindung kann der Kondensator aktiv über die PCB gekühlt werden. Der Einfluss über die aktive Kühlung und die Bestimmung der Parameter des thermischen Modells wird im Kapitel 5.4.4 vorgestellt.

### 5.3.6 Lebensdauermodelle am Beispiel des Elektrolytkondensators

Die Grundlagen zur Zuverlässigkeit und Lebensdauer elektronischer Baugruppen sind in [35, S. 442 ff.] dargestellt. „Die Zuverlässigkeit und Lebensdauer einer elektronischen Schaltung hängt maßgeblich von der Temperatur der Bauteile ab. Die Ausfallrate steigt exponentiell mit der Temperatur.“ [35, S. 443]

Die Lebensdauer eines Elektrolytkondensators in der eingesetzten Applikation ist ein sehr wichtiges Designkriterium, weil sie in der Regel die Lebensdauer des gesamten Produkts bestimmt. Die Lebensdauerberechnung basiert prinzipiell auf dem Arrhenius-Gesetz (vgl. Gleichung 5.35) [57]. Eine Erhöhung der Temperaturdifferenz zwischen  $T_h$  und  $T_0$  um den Wert  $C$  halbiert die Lebensdauer. Dies lässt sich physikalisch durch die Verdunstung und chemische Alterung des Elektrolyts erklären.

$$LD = L_0 \cdot 2^{\frac{T_0 - T_h}{C}} \quad (5.35)$$

$T_h$ : Hotspottemperatur in den Wicklungen

$T_0$ : Wickeltemperatur für Lebensdauerangabe  $L_0$  (typ. bei  $U_C = U_{nenn}$ ,  $I_C = 0$ )

Bei Elektrolytkondensatoren bewegt sich der Faktor  $C$  typischerweise zwischen 5 und 15 K. Die Berechnung der Lebensdauer eines Kondensators mithilfe von schaltungstechnischen Kenngrößen ist auf zwei verschiedenen Wegen möglich:

#### 1. Möglichkeit:

Die Berechnung der Hotspottemperatur erfolgt über ein thermisches Modell des Kondensators. Die Lebensdauer wird über die Gleichung 5.36 ermittelt. Soll die Lebensdauer über einen gesamten Lastzyklus berechnet werden, so ist das arithmetische Mittel der Lebensdauerwerte über den gesamten Zyklus zu berechnen. Die Berechnung der Verlustleistung erfolgt mithilfe des ESR-Wertes für die Schaltfre-

quenz und dem berechneten Stromeffektivwert  $I_{C-ZK-RMS}$ .

$$LD = L_0 \cdot 2^{\frac{T_0 - (T_{case} + \Delta T_W)}{C}} = L_0 \cdot 2^{\frac{T_0 - T_{case}}{C}} \cdot 2^{\frac{-\Delta T_W}{C}} \quad (5.36)$$

$$P_{V-ESR} = I_{C-ZK-RMS}^2 \cdot ESR(f_{SW}, T_h) \quad (5.37)$$

$$\Delta T_W = \int_0^t P_{V-ESR}(\tau) \cdot \dot{Z}_{C-ZK-h-a}(\tau) d\tau \quad (5.38)$$

$T_{case}$ : Temperatur des Gehäuses

$\Delta T_W$ : Temperaturdifferenz zwischen Heißpunkt (Hotspot) im Wickel und Gehäuse

## 2. Möglichkeit:

Die Hotspottemperatur wird aus dem angegebenen Nennstrom und der Nennüber-temperatur  $\Delta T_{W-nenn}$  bestimmt. Diese liegt typischerweise zwischen 5 K und 10 K je nach Kondensatortyp (siehe [57]). Aus dem Verhältnis zwischen Nennstrom und tatsächlichem Strom kann die Hotspottemperatur bzw. die Lebensdauer gemäß Gleichung 5.40 bestimmt werden. Für einen gesamten Lebenszyklus muss mit dieser Berechnungsmethode die Strombelastung in verschiedene Teilströme mit ihren Auftittshäufigkeiten berechnet werden. Daraus kann ebenfalls die Gesamtlebensdauer nach Gleichung 5.41 ermittelt werden. Diese Methode erlaubt die Berechnung der Lebensdauer ohne das thermische Modell des Kondensators. Im Gegensatz zur Methode 1 ist diese Variante als Worst-Case-Abschätzung geeignet. Das Ergebnis der Lebensdauerberechnung wird eher zu niedrig sein, da immer die Temperatur des eingeschwungenen thermischen Systems herangezogen wird.

$$LD = L_0 \cdot 2^{\frac{T_0 - T_{Case}}{C}} \cdot 2^{\frac{-\Delta T_W}{C}} \quad (5.39)$$

$$LD = L_0 \cdot 2^{\frac{T_0 - T_{Case}}{C}} \cdot 2^{\frac{-\Delta T_{W-nenn}((I/I_{nenn})^2 - 1)}{C}} \quad (5.40)$$

$$LD_{AV} = \sum_i h_i \cdot LD_i \quad (5.41)$$

$T_{case}$ : Temperatur der Gehäuses

$I_{nenn}$ : Nennstrombelastung

$\Delta T_W$ : Temperaturdifferenz zwischen Heißpunkt (Hotspot) im Wickel und Gehäuse

$\Delta T_{W-nenn}$ : Nennwert der Temperaturdifferenz bei angelegtem Nennstrom

## 5.4 Schaffung der Modelldatenbasis

### 5.4.1 Überblick

Für die Ermittlung der Parameter des gesamten elektrischen Antriebs bzw. DC-DC-Wandlers sind die Parameter folgender Komponenten zu bestimmen. Der Fokus dieser Arbeit liegt auf der Parameterbestimmung von Schaltungsträgern (elektrisch, thermisch) sowie der Parameterbestimmung der thermischen Modelle von Elektrolytkondensatoren. Für alle anderen Komponenten werden die notwendigen vertiefenden Literaturhinweise gegeben:

- **PESM:** Die Parameter der elektrische Maschine können auf Basis einer FEM-Simulation oder auf Basis von Messungen bestimmt werden. In der vorliegenden Arbeit wird von gegebenen Hauptparametern der elektrischen Maschine ausgegangen.
- **Schaltungsträger** Die Grundlagen sowie die Parameterbestimmung für elektrische und thermische Modelle werden im nachfolgenden Kapitel erarbeitet. Die Parameterermittlung ist sowohl experimenteller als auch simulativer Natur.
- **Magnetbauelemente:** Die Daten der Magnetbauelemente werden vollständig aus Datenblättern bzw. aus den Software-Tools der jeweiligen Hersteller erhoben. Vom Hersteller Epcos/TDK wird beispielsweise das „Magnetic Design Tool“ bereit gestellt [58]. Daraus können folgende Daten für die weitere Nutzung exportiert werden:
  - Permeabilität
  - Al-Wert
  - Gewicht
  - Abmessungen/Volumen
  - Steinmetz-Koeffizienten  $\alpha, \beta$
  - Wicklungsfläche  $W_A$
  - mittlere Wicklungslänge  $MLT$
  - thermischer Widerstand des Kerns gegenüber der Umgebung  $R_{th-core-a}$
- **Halbleiter:** Für die Bestimmung der Verluste von Halbleitern (IGBT, MOSFET) werden die Daten aus den Datenblättern herangezogen. Eine direkte Bestimmung der Verlustenergien für Niedervolt-MOSFETs ist aufgrund der starken Abhängigkeiten vom tatsächlichen Aufbau mit seinen Layout-Parasiten nicht sinnvoll und wird in der Regel nicht angegeben. Die Verlustenergien der MOSFETs werden dementsprechend gemäß [48] über die Schaltzeiten  $t_{on}, t_{off}$  abgeschätzt. Diese ergeben sich aus der Umladung der Kapazitäten  $C_{GS}$  und  $C_{GD}$  (Miller Kapazität) über den Treiberstrom. Man erhält eine Abhängigkeit der Verlustleistung von
 
$$E_{on}/E_{off} = f(Q_G, C_{GD}, V_{DD}, I_T, Q_{rr}, R_G, U_{plateau}, t_{ri}, t_f).$$

Eine besondere Berücksichtigung der Gate-Drain-Kapazität ist notwendig. Diese ist stark nichtlinear von der Drain-Source-Spannung abhängig. Der Verlauf von  $C_{GD}(U_{DS})$  wird durch eine zweistufige Funktion approximiert. Dadurch kann eine mittlere Schaltzeit für diese zwei unterschiedlichen Kapazitäten bestimmt werden.

- **Elektrolytkondensatoren:** Die notwendige Datenbasis und die Methodik zur Ermittlung der Parameter wird in nachfolgenden Abschnitten vorgestellt.
- **Kühlkörper:** Die entsprechende Datenbasis ist in Datenblättern bzw. für ausgewählte Kühlsysteme in [34, S. 302 ff.] zu finden.

## 5.4.2 Ermittlung der parasitären Induktivität der PCB

### 5.4.2.1 Theoretischer Hintergrund

Für die Bestimmung der Überspannung ist nicht nur das Schaltverhalten des Leistungsschalters, sondern auch die parasitäre Kommutierungsinduktivität wichtig. Eine genaue Kenntnis des Induktivitätsverhaltens verschiedener Anordnungen hilft einerseits die Induktivität eines speziellen Schaltungsaufbaus abzuschätzen und somit das Kommutierungsverhalten zu simulieren. Andererseits kann mit der Ermittlung der Induktivitäten verschiedener Lagenanordnungen der PCB eine Optimierung des Kommutierungskreises vorgenommen werden. In Abbildung 5.13 sind die verschiedenen Anordnungen der Leiter bzw. Leiterbahnen, für welche die Induktivitäten bestimmt werden sollen, dargestellt. Für die folgenden Untersuchungen sind die Leitergeometrien von Rechteckleitern im Einlagen-, Zweilagen- und Vierlagenaufbau einer PCB herausgegriffen. Als Berechnungsgrundlage dient je nach Anwendungsfall das Biot-Savart-Gesetz oder das Durchflutungsgesetz. Für die analytische Berechnung der Leiteranordnungen wird in [59] und [60] folgende Vorgehensweise praktiziert:

1. Berechnung der Selbstinduktivität eines einzelnen Leiterfilaments der Länge  $l$  mithilfe des Biot-Savart-Gesetzes.
2. Berechnung der Gegeninduktivität zweier Leiterfilamente der Länge  $l$  und des Abstandes  $d$  mithilfe des Biot-Savart-Gesetzes (siehe Abbildung 5.13 a) - es entsteht die Gleichung 5.44 als vereinfachte Berechnungsformel.
3. Berechnung der Selbstinduktivität eines Rechteckleiters mithilfe der Methode der geometrischen mittleren Abstände (Abk. G.m.D.<sup>2</sup>), Ansatz: Selbstinduktivität entspricht der Gegeninduktivität zweier Leiterfilamente mit dem berechneten geometrischen mittleren Abstand, vereinfachte Ergebnisformel: 5.43.
4. Überlagerung für geschlossene Stromkreise (parallele Hin- und Rückleiter) durch vorzeichenbehaftete Summe der Einzel und Gegeninduktivitäten gemäß Gleichung 5.42.

---

<sup>2</sup>Geometric mean Distances

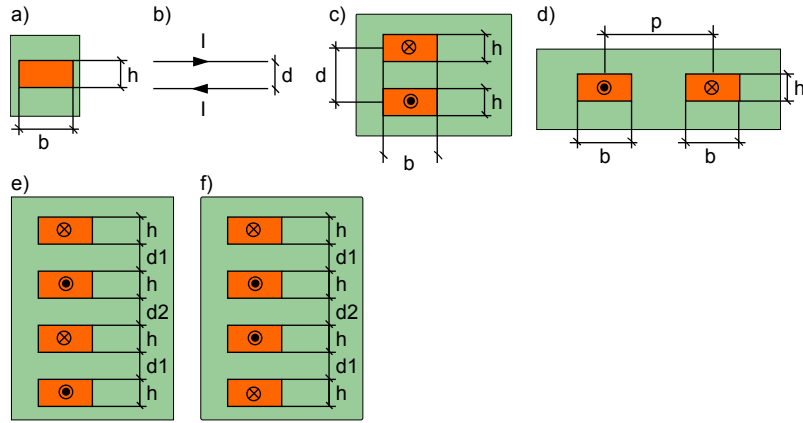


Abbildung 5.13: Untersuchte Leitergeometrien: a) Rechteckleiter, b) 2 lange dünne Leiterfilamente mit entgegengesetzter Stromrichtung, c) 2 Rechteckleiter übereinander, d) 2 Rechteckleiter nebeneinander

Es entstehen folgende Ergebnisgleichungen. Die Ergebnisgleichung 5.45 für den Anwendungsfall nach 5.13 c) kann einfach mithilfe des Durchflutungsgesetzes abgeleitet werden (siehe Herleitung im Anhang A7 auf S. 192). Für die Ableitung wurde die Annahme getroffen, dass  $b \gg d$ .

$$L_{ges} = 2L \pm 2L_{12} \quad (5.42)$$

$$L_{Re} = 2l \cdot \left[ \ln \frac{2l}{h+b} + 0,5 + \frac{0,2235(h+b)}{l} \right] [\mu H] \quad (5.43)$$

$$L_{12-Re} = 2l \cdot \left[ \ln \frac{2l}{d} - 1 + \frac{d}{l} \right] [\mu H] \quad (5.44)$$

$$L_{parallel-Re} = \mu_0 \frac{d \cdot l}{b} [H] \quad (5.45)$$

#### 5.4.2.2 Analytische Berechnungsergebnisse

In Abbildung 5.14 sind die Ergebnisse der Bestimmung des Induktivitätsbelags für die Anordnungen gemäß Abbildung 5.13 a) und b) für verschiedene Parameter dargestellt. Es wird hieraus deutlich, dass eine Erhöhung der Leiterbahnbreite bzw. Höhe eines Rechteckleiters die Induktivität vergrößert. Abbildung 5.13 b) zeigt zwar lediglich den Gegeninduktivitätsbelag für zwei Leiterfilamente, der Gegeninduktivitätsbelag für zwei Rechteckleiter berechnet sich jedoch mit der gleichen Formel. Es ändert sich nur der effektive Abstand der Leiterfilamente durch Anwendung der Methode der geometrisch mittleren Abstände. Entsprechende Tabellen mit den effektiven Abständen unterschiedlicher Geometrien sind in [60] hinterlegt. Es wird ersichtlich, dass für zwei Leiterbahnen mit entgegengesetzter Stromrichtung der Leiterbahnabstand  $d$  entscheidend für die Gesamtinduktivität ist. Je größer der Abstand, umso größer ist die Gesamtinduktivität (vgl. Gleichung 5.42).

In Abbildung 5.15 sind die Ergebnisse des Induktivitätsbelags für zwei parallele Leiterbahnen übereinander und nebeneinander dargestellt.

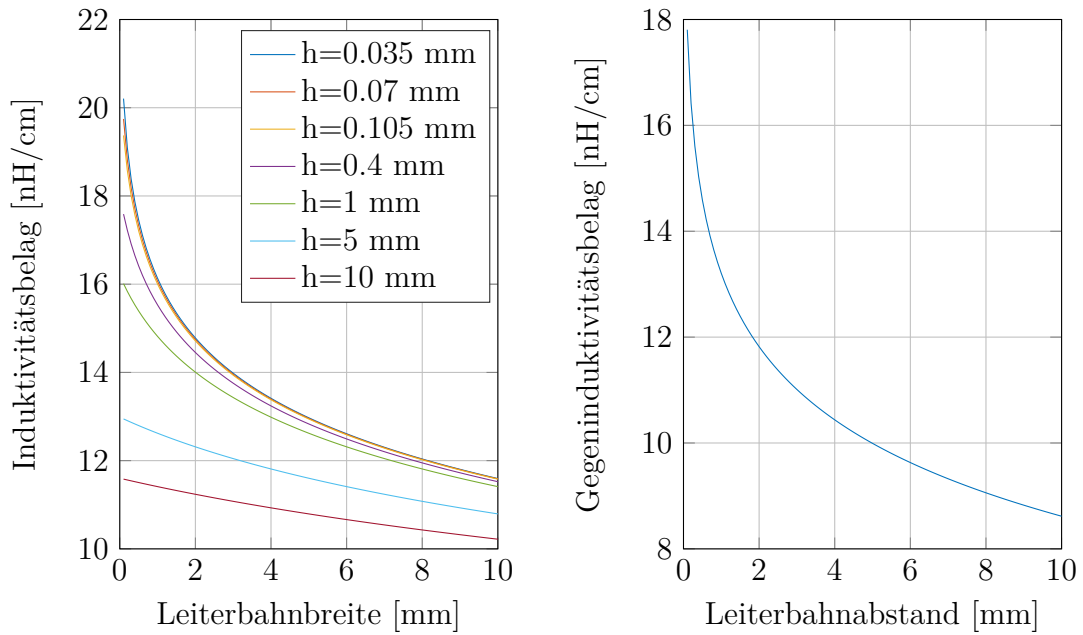


Abbildung 5.14: links: Darstellung der Selbstinduktivität eines Rechteckleiters (vgl. Abbildung 5.13 a), rechts: Gegeninduktivität zweier paralleler Leiterfilamente (vgl. Abbildung 5.13 b)

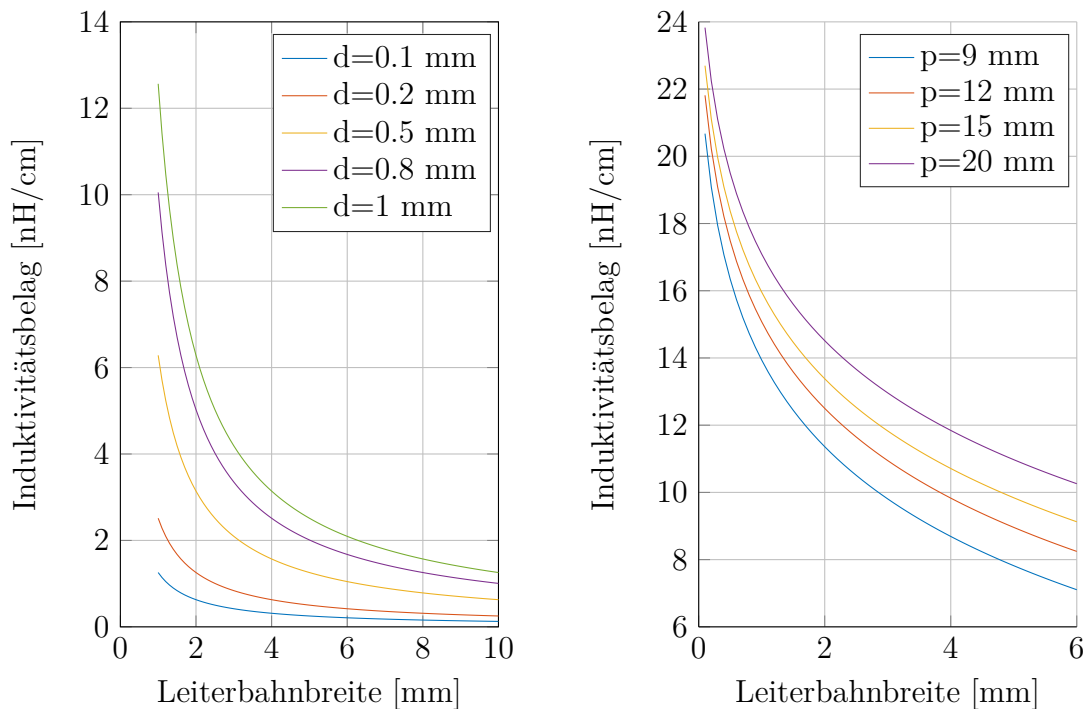


Abbildung 5.15: Darstellung des Gesamtinduktivitätsbelags für zwei parallele Leiterbahnen mit entgegengesetzter Stromrichtung, links: übereinander (vgl. Abbildung 5.13 e), rechts: nebeneinander (vgl. Abbildung 5.13 d)



Auch hier wird deutlich, je geringer der Leiterbahnabstand umso geringer die Gesamtinduktivität.

In [17] wurden weiterführende Untersuchungen zum Thema unter Zuhilfenahme einer FEM-Simulation gemacht. Es wurden einerseits verschiedene Leiterbahngeometrien miteinander verglichen und andererseits die Frequenzabhängigkeit der Induktivität durch Stromverdrängungseffekte untersucht. Es konnten die analytisch bestimmten Formeln in der Tendenz der Änderung der Gesamtinduktivität bestätigt werden. Außerdem zeigte sich eine geringe Frequenzabhängigkeit im untersuchten Frequenzbereich von 10 kHz bis 10 MHz. Lediglich der Einsatz von nichtstromführenden Schirmungslagen bringt eine frequenzabhängige Änderung der Induktivität mit sich. Außerdem zeigte sich, dass eine Anordnung gemäß Abbildung 5.13 e) zur geringsten Induktivität aller untersuchten Geometrien führt.

#### 5.4.2.3 Messtechnische Verifikation an verschiedenen Leiterbahnanordnungen

In Tabelle 5.6 sind die Ergebnisse der messtechnischen Verifikation verschiedener Leiterbahnanordnungen dargestellt. Es wird einerseits ersichtlich, dass die Werte der analytischen Induktivitätsberechnung mit den genutzten Näherungsformeln in der Größenordnung mit den Messergebnissen übereinstimmt. Die Geometrieanordnung Nr. 2 mit  $b = 1,27 \text{ mm}$  und  $d = 1,6 \text{ mm}$  verletzt die Bedingung  $b \gg d$ . Daher entsteht ein relativer Fehler von  $>100\%$ . Die FEM-Simulation liefert eine sehr gute Übereinstimmung im Vergleich zu den Messergebnissen. Alles in allem sind die analytischen Näherungsformeln für eine Bestimmung der Größenordnung und zum Relativvergleich von verschiedenen Geometrien gut geeignet.

Tabelle 5.6: Induktivitätsvergleich nH/cm und messtechnische Verifikation für 100 kHz, Abstand Innenlagen  $d_2 = 0,5 \text{ mm}$ , Abstand Außenlagen  $d = 1,6 \text{ mm}$ ; Messung mit „Omicron Lab Bode 100“

Nr.	Geometrie	analyt. Rechnung	FEM - Simulation	Messung
1	2 Layer auf Außenlage mit $b = 2,54 \text{ mm}$	7,4	5,2	4,7
2	2 Layer auf Außenlage mit $b = 1,27 \text{ mm}$	14,8	6,9	7,0
3	2 Layer auf Innenlage mit $b = 1,27 \text{ mm}$	4,9	3,7	3,2
4	4 Layer gemäß Abb. 5.13 e) mit $b = 1,27 \text{ mm}$	-	1,2	1,5
5	4 Layer gemäß Abb. 5.13 f) mit $b = 1,27 \text{ mm}$	-	1,5	1,7

#### 5.4.2.4 Messtechnische Verifikation am realen Kommutierungskreis

In Abbildung 5.16 ist das Layout eines Kommutierungskreises dargestellt. Die violett dargestellte Lage ist die Masse-Leitung (Verbindung über Quergraben mittels Messwiderstand), die gelb dargestellte Lage die Plus-Leitung. Bis auf kurze Einschnitte sind beide Leitungen auf die gesamte Breite der Platine ausgebreitet. Die Zwischenkreiskondensatoren sind auf einer abgesetzten Platine über die im 3D-Bild dargestellten abgewinkelten Schraubblöcke angeschlossen. Über die Abschätzungs-

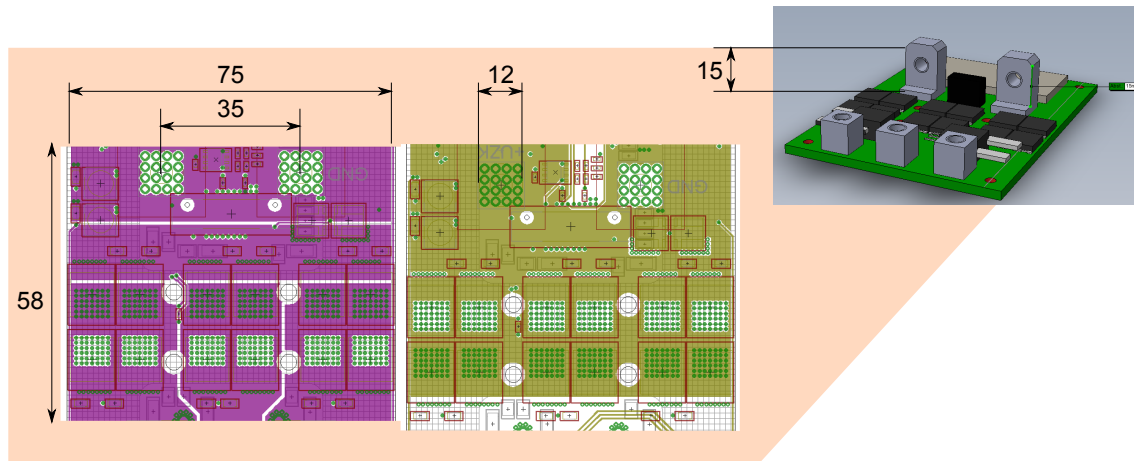


Abbildung 5.16: Layout eines Kommutierungskreises mit abgesetztem Anschluss des Zwischenkreises über Einpressblöcke; Angaben in mm

formeln bzw. Datenblattangaben der Bauteile ergeben sich die in Tabelle 5.7 dargestellten Induktivitäten im Vergleich zur realen Impedanzmessung der Platine. In diesem Fall wird klar, dass 50 % der parasitären Kommutierungsinduktivität nicht durch das Layout sondern durch die Einpressblöcke bedingt sind.

Tabelle 5.7: Induktivitätsbestimmung des Kommutierungskreises und messtechnische Verifikation für 100 kHz, Abstand Innenlagen  $d_2 = 0,5 \text{ mm}$ , Abstand Außenlagen  $d = 1,6 \text{ mm}$ ; Messung mit „Omicron Lab Bode 100“; \*Datenblattangabe

Bauteil	Rechnung in nH	Messung/Datenblatt in nH	Anteil zur Gesamtinduktivität in %
PCB	0,3	1	5
MOSFET	-	3*	15
2 x Klemmblöcke	15	10	50
2 x Elkos BF41691	-	6	30
Summe		20	

In vielen integrierten Systemen ist aus Konstruktionsgründen ein abgesetzter Zwischenkreis auf einer zusätzlichen PCB notwendig. Das Kommutierungsverhalten bzw. die Induktivität kann durch folgende Maßnahmen verringert werden:

- Anbindung der Zwischenkreisplatine über breite übereinander angeordnete Flachbandleiter, Reduktion der Induktivität der Anbindung auf 0,5 nH (Breite 10 mm, Länge 5 cm)
- Kombination von Elektrolyt- und Keramikkondensatoren
- Begrenzung des Maximalstromes der Keramikkondensatoren durch Serienwiderstände (vgl. [17]).

Eine weiteres Beispiel zur Abschätzung und Optimierung des Zwischenkreisanschlusses eines Leistungsmoduls ist in [61] zu finden.

### 5.4.3 Ermittlung der thermischen Impedanz zwischen PCB und Halbleiter

#### 5.4.3.1 Parameter und Einflussgrößen

Ziel der nachfolgenden Untersuchungen ist es, die thermischen Parameter nach Abbildung 5.11 zu ermitteln, so dass die thermische Belastung der MOSFETs bzw. der PCB in der Gesamtsimulation mit untersucht werden kann. Hierfür wird ein verallgemeinerter Testaufbau entwickelt, welcher sowohl simulativ durch eine FEM-Simulation als auch messtechnisch untersucht werden kann. Dabei sollen folgende Parameter und ihr Einfluss auf das thermische Verhalten untersucht werden:

- Unterschiedliche Packages ( HSOF/ThinPak/DPAK)
- Anzahl Thermovias
- Einfluss des Lötstopplacks
- Wärmespreizung auf der Platine (Einfluss von Kupferfüllung der Einzellagen)
- Einfluss der Leiterplattendicke
- Einfluss der Isolation (engl. gapfiller).

Es wurden die in Abbildung 5.17 dargestellten Platinaufbauten in [62] für unterschiedliche Packages erstellt. In der folgenden Untersuchung werden die Ergebnisse für das HSOF Package, welches speziell für Hochstromsysteme entwickelt wurde, vorgestellt. Die detaillierten Ergebnisse für die kleineren Package-Varianten sind [62] zu entnehmen. Der Package-Einfluss wird in die Auswertung mit aufgenommen. Die Systemparameter und angenommenen Daten für die Simulation und die analytischen Berechnungen sind in Tabelle 5.8 zusammengefasst.

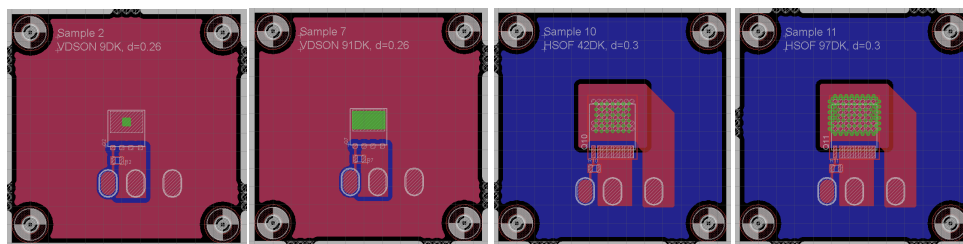


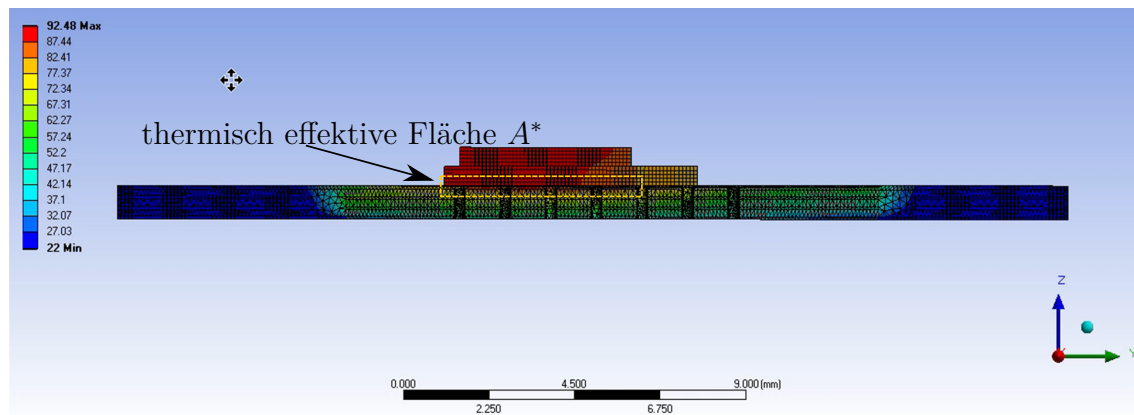
Abbildung 5.17: Platinaufbau für unterschiedliche Package-Varianten, Anzahl an Durchkontaktierungen, ohne/mit Kupferfüllung der Oberseite, ohne/mit Lötstopplack auf der Unterseite

Tabelle 5.8: Systemparameter des thermischen Übergangs von Chip zum Kühlkörper

Chip Größe	Package	Drain-Kontaktfl.	PCB Daten	Wärmeleitpaste	$d_{iso}$
6,7 mm x 4,5 mm	12 mm x 10 mm	7,15 mm x 9,5 mm	4 Lagen a 70 $\mu$ m	Berquist 3500S35	0,4 mm
Wärmeleitfähigkeiten in W/mK					
Kupfer	Lötpaste	FR4	Aluminium	Si-Chip	Wärmeleitpaste
401	60	0,3	150	140	3,6

### 5.4.3.2 Stationäre thermische Analyse

Abbildung 5.18 zeigt das Ergebnis der thermisch stationären Analyse einer PCB mit 97 Durchkontaktierungen. Markiert ist der Bereich  $A^*$  der Kontaktfläche, welcher „thermisch aktiv“ ist (vgl. [55]). Dies ist der Bereich mit dem größten Anteil des Wärmestroms.



Quelle: [55]

Abbildung 5.18: Ergebnis der FEM-Simulation für die stationäre Analyse einer PCB mit 97 Vias und HSOF-Package; eingepreiste Verlustleistung  $P_V = 30 \text{ W}$ ;  $R_{th-j-HS} = 2,35 \text{ K/W}$

In Abbildung 5.19 links) ist die simulierte bzw. analytisch bestimmte  $R_{th}$ -Kennlinie für eine unterschiedliche Anzahl an Durchkontaktierungen im Vergleich zur Messung dargestellt. Es ist ersichtlich, dass die analytische Rechnung ca.  $1 \text{ K/W}$  unterhalb der gemessenen und simulierten Kennlinie liegt. Dies liegt daran, dass im ersten Schritt die gesamte PCB-Kontaktfläche<sup>3</sup> als thermisch aktiv angenommen wurde. Für die analytisch korrigierte Kurve wird durch eine Fehlerrechnung die tatsächlich thermisch aktive Fläche  $A^*$  ermittelt. Diese beträgt  $75 \text{ mm}^2$  und entspricht der Drain-Kontaktfläche am Package. Durch die sehr gute thermische Anbindung in vertikaler Richtung ist in horizontaler Richtung keine Wärmespreizung vorhanden. Die dargestellten roten Messpunkte liegen im Toleranzbereich  $\pm 3 \%$ . In Abbildung 5.19 rechts) ist die Aufteilung des thermischen Widerstandes auf die einzelnen Schichten dargestellt. Hier wird deutlich, dass der Hauptanteil des thermischen Widerstandes durch die Isolierschicht (engl. gapfiller) bestimmt wird.

<sup>3</sup>mit Vias besetzte Kontaktfläche  $15 \text{ mm} \times 14 \text{ mm}$

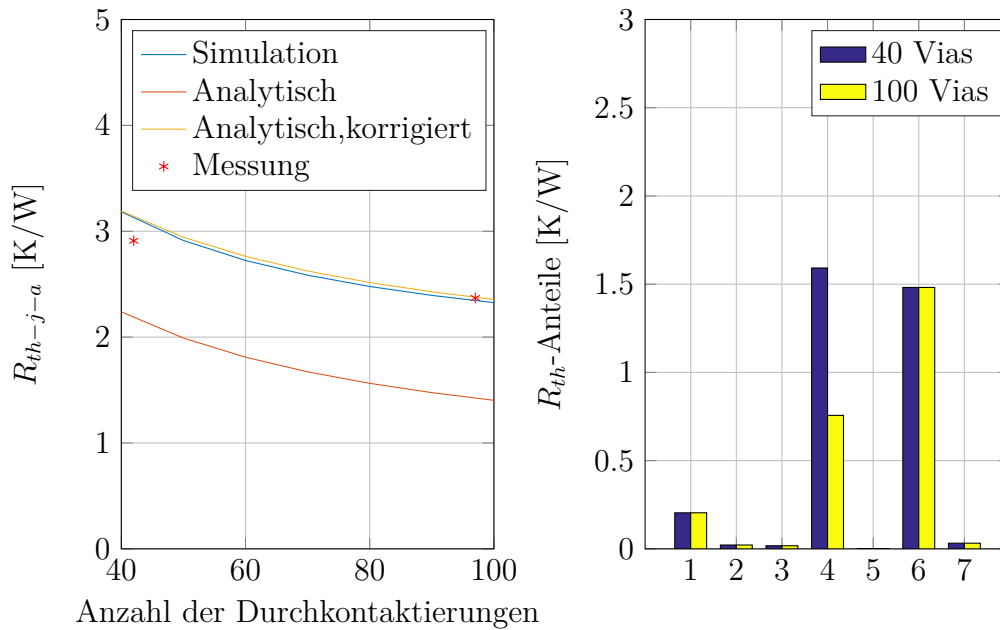


Abbildung 5.19: links:  $R_{th-j-a}$  in Abhängigkeit von der Anzahl an Durchkontaktierungen HSOF Package, rechts: Verteilung der Anteile des thermischen Widerstandes: 1 -  $R_{th-j-C}$ , 2 -  $R_{th-C-S}$ , 3 -  $R_{th-S-T}$ , 4 -  $R_{th-T-B}$ , 5 -  $R_{th-B-I}$ , 6 -  $R_{th-I-HS}$ , 7 -  $R_{th-HS-a}$ ; Aufteilung der Anteile gemäß Ersatzschaltbild 5.11

### 5.4.3.3 Transiente thermische Analyse

Mithilfe der bestimmten thermisch effektiven Fläche  $A^*$  und den Materialparametern ist es möglich, die thermischen Kapazitäten des Ersatzschaltbildes 5.11 unter Nutzung der Bestimmungsgleichung 5.31 zu ermitteln. Für die Bestimmung der thermischen Kapazitäten wurden folgende Elemente mit einbezogen:

- Si-Chip
- Drain-Kontaktfläche
- Kupferflächen in der PCB (Kupferlagen + Durchkontaktierungen)
- Aluminium-Kühlplatte.

In [55] wird gezeigt, dass mit den analytisch berechneten Werten eine akzeptable Genauigkeit ( $\pm 10\%$  relative Abweichung) zwischen analytischer Rechnung/FEM-Simulation und Messung erreicht werden kann. Gemäß Ersatzschaltbild 5.11 wird ein Ansatz 3.Ordnung gewählt. Die entstehenden Abweichungen sind durch reale Versuchsbedingungen z.B. Konvektion, Wärmeableitung, Aufbau- und Verbindungstechnik und Strahlung, welche in der Berechnung vernachlässigt wurden, zu erklären.

**Wichtiger Hinweis:** In den Laborversuchen hat sich gezeigt, dass das thermisch transiente Verhalten sehr stark vom konkreten Systemaufbau abhängig ist. Eine Simulation mit dem erstellten Modell liefert daher nur für den konkreten untersuchten Aufbau sinnvolle Ergebnisse. Ein transientes Verhalten für eine Systemauslegung

muss in jedem Fall messtechnisch überprüft werden. Die vorgestellte analytische Herangehensweise liefert einen guten Ansatzpunkt für folgende Systemuntersuchungen:

- Relativvergleich verschiedener Systemlösungen
- Ermittlung von möglichen Einflussgrößen in der PCB-Gestaltung
- Vergleich verschiedener Halbleiter-Packages.

#### 5.4.3.4 Zusammenfassung

Die Ergebnisse zeigen, dass eine Nutzung der thermisch effektiven Fläche  $A^*$  für die Berechnung eines thermischen Modells sehr gut verwendbar ist. Vor allem für die in dieser Arbeit bevorzugten Packages mit einer großen Kontaktfläche z.B. HSOF/D2Pak und einer Anzahl von Durchkontaktierungen  $> 40$  kann die Annahme gemacht werden, dass die thermisch effektive Fläche gleich der Drain-Kontaktfläche des MOSFET ist. Für kleinere Packages z.B. ThinPak mit einer geringeren Kontaktfläche und Via-Anzahl wird die Wärmespreizung in vertikaler Richtung und somit auch die thermisch effektive Fläche größer. Der Einfluss des Gapfillers steigt außerdem mit steigender thermisch effektiver Fläche. Es wird daher in [62] ein Software-Entwurfswerkzeug vorgestellt, welches die simulierten Daten für unterschiedliche Packages und Leiterplatten-Konstruktionen beinhaltet. Damit ist es möglich, die Modelle für unterschiedliche Systemaufbauten zu generieren. Die wichtigsten Einflussgrößen seien an dieser Stelle in Form der Tabelle 5.9 zusammengefasst.

Tabelle 5.9: Zusammenfassung der Einflussgrößen im therm. PCB-Design,  $A^*$  - thermisch aktive Fläche, KF - Kontaktfläche, Einfluss sehr gering ( $\downarrow$ ), signifikant ( $\rightarrow$ ), groß ( $\uparrow$ );  $R_{th-T-B}$  - thermischer Widerstand von der Oberseite (Top) zur Unterseite (Bot) der PCB

Kategorie	HSOF	ThinPak / PQFN	DPAK
$A_{Drain}$	$8,5 \times 7,5 \text{ mm}^2$	$7,2 \times 4,35 \text{ mm}^2$	$5,4 \times 4,24 \text{ mm}^2$
$A^*/A_{Drain}$	1,2	2,2	8
$\Sigma$ Vias unterhalb KF	$R_{th-T-B} \sim 1/\Sigma Vias$		
$\Sigma$ Vias außerhalb KF	$\downarrow$	$\rightarrow$	$\uparrow$
hor. Wärmespreizung	$\downarrow$	$\rightarrow$	$\uparrow$
Gapfiller	$\uparrow$	$\uparrow$	$\uparrow$
PCB Dicke	$R_{th-T-B} \sim d$	$R_{th-T-B} \sim d$	$R_{th-T-B} \sim d$

## 5.4.4 Ermittlung der thermischen Parameter von Elektrolytkondensatoren

### 5.4.4.1 Verfahren zur Bestimmung der thermischen Parameter ohne Messung der Kerntemperatur

Die Bestimmung des ESR zur Berechnung der Verlustleistung erfolgt anhand der Datenblattangaben. Der ESR hat typischerweise folgende Abhängigkeiten:

$$ESR = f(T_h, T_a, f_{SW}, \varnothing D, h, \text{Wickelgestaltung}) \quad (5.46)$$

Es wird die ESR-Angabe für 10 kHz bei 20 °C genutzt. Infolge der Erwärmung des Kondensators wird der ESR geringer. Hierbei wird als Worst Case weiterhin der Wert für 20 °C verwendet, da eine Temperaturabhängigkeit des ESR für die hohen Temperaturen in der Regel nicht vom Hersteller angegeben wird.

Für das thermische Ersatzmodell gemäß Abbildung 5.12 werden von Herstellern Parameter in eingeschränkter Form angegeben. Diese beruhen auf Messungen oder Simulationen. Eine genaue Angabe der Umgebungs- und Messbedingungen wird in den Datenblättern ebenfalls nicht gemacht. FEM-Simulationen werden für folgende Untersuchungen nicht als Mittel der Wahl angesehen. Dies hat folgende Gründe:

- der konvektive Wärmeübergang muss vor der FEM-Simulation bekannt sein
- der konvektive Wärmeübergang muss messtechnisch oder durch Methoden der Ähnlichkeitstheorie ermittelt werden
- der Aufbau der Wicklungen im Kondensator ist unbekannt
- die Wärmeleitfähigkeit des Kondensators in radiale und axiale Richtung ( $\lambda_r$ ,  $\lambda_z$ ) ist ebenfalls nicht bekannt
- thermischer Anschluss des Kondensatorwickels an das Gehäuse in Hochstromkondensatoren ist nicht genau bekannt.

Man kann für die Untersuchungen zwar typische Werte aus Datenblättern entnehmen (z.B. [63]) - ein genaues Ergebnis kann jedoch aufgrund der vielen Unbekannten nicht erwartet werden.

Typischerweise ist der thermische Wärmeübergang sehr stark abhängig von den Umgebungsbedingungen und der Aufbau- und Verbindungstechnik. In diesem Kapitel wird daher ein neuer kombinierter Ansatz aus analytischer Berechnung und Messung mit nachfolgender Parameteroptimierung vorgestellt, mit welchem keine Messung der Kerntemperatur notwendig ist. Dies hat den Vorteil, dass kein präparierter Kondensator benötigt wird. Der Ansatz besteht aus folgenden Schritten:

**1. Konvektiver Wärmeübergang:** Im ersten Schritt ist der konvektive Wärmeübergang zu bestimmen. Hierfür wird im Kondensator eine Verlustleistung eingeprägt und diese mit einem hochgenauen Leistungsmessgerät gemessen. Besonders wichtig ist es, für definierte Umgebungsbedingungen zu sorgen. Es wird die stationäre Temperatur am Gehäuse gemessen. Der sich ergebende thermische Widerstand ist in der Größenordnung mit den Bestimmungsgleichungen der Ähnlichkeitstheorie

für thermische Systeme zu prüfen:

$$R_{th-C-a} = \frac{T_{Case} - T_a}{P_V} = \frac{1}{\alpha^* \cdot A} \quad (5.47)$$

$$\alpha^* = -0,0773 \cdot h [\text{mm}] + 19,987 [\text{W/Km}^2] \quad (5.48)$$

Gleichung 5.48 aus [64]: Ermittlung aus realen Messwerten im Bereich  $h = 20 \dots 105$  mm für freie Konvektion

Für erzwungene Konvektion kann  $\alpha^*(v)$  aus typischen Kurven ermittelt werden (siehe [28, S. 98]).

**2. Thermische Kapazitäten:** Die thermische Kapazität eines Körpers ergibt sich analytisch nach der Bestimmungsgleichung 5.31. Die thermische Kapazität des Elektrolytkondensators kann annäherungsweise durch seine Einzelbestandteile und die prozentuale Zusammensetzung ermittelt werden. Vom Hersteller TDK/EPCOS werden die Zusammensetzungen gemäß Tabelle 5.10 angegeben. Die Bestimmung der

Tabelle 5.10: Übersicht über die Einzelbestandteile eines Elektrolytkondensators, die prozentualen Anteile am Gesamtgewicht sowie die spezifischen Wärmekapazitäten, entnommen aus [65]

		Anteil am Gesamtgewicht [%]	Material	$c_{th}$ [kJ/(kg·K)]
Becher	$C_{th-C}$	19	Aluminium	0,896
Wicklungen	$C_{th-W-Al}$	35	Aluminium	0,896
Elektrolyt	$C_{th-W-Gl}$	25	Glykol-Gemisch	2,4
Cellulose	$C_{th-W-P}$	9	Papier	1,2

thermischen Kapazität ist eine Parameterabschätzung. Vergleiche mit praktischen Ergebnissen haben gezeigt, dass hier eine statistische Auswertung des Ergebnisses über die Zweipunktschätzmethode sehr gute Ergebnisse liefert.

$$C_{th} = \frac{C_{th-calc-max} + C_{th-calc-min}}{2} \approx 0,9 \cdot C_{th-calc} \quad (5.49)$$

**3. Bestimmung von  $R_{th-H-C}$  durch Auswertung der Sprungantwort:** In Abbildung 5.20 ist die Vorgehensweise zur Bestimmung des  $R_{th-H-C}$  über den Ansatz der mittleren Fehlerquadrate dargestellt. Wichtig ist an dieser Stelle, die Verlustleistung  $P_V(t)$  zusätzlich zur Gehäusetemperatur  $T_{Case}$  zu erfassen. Diese ändert sich durch die thermische Abhängigkeit des ESR.

Als Optimierungsverfahren wird das Gradientenverfahren genutzt. Wird der Startwert  $R_{th-H-C}^0$  auf einen typischen Wert gesetzt (siehe nachfolgende Tabelle 5.12), so konvergiert das Verfahren nach sehr wenigen Schritten (typ <10).

**4. Bestimmung von  $R_{th-H-T}$ :** Im letzten Schritt erfolgt die Identifikation von  $R_{th-H-T}$ . Der Kondensator wird auf einen Versuchsaufbau mit entsprechender PCB-Kühlfläche aufgebracht. Es wird nun die Messung aus Schritt 1 wiederholt und die Gehäusetemperatur  $T_{case}$  sowie die PCB-Temperatur  $T_{PCB}$  im stationären Zustand



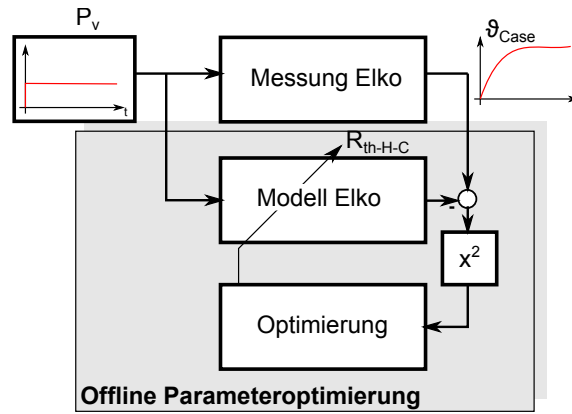


Abbildung 5.20: Blockschaltbild zur Bestimmung des inneren thermischen Widerstands  $R_{th-H-C}$

bestimmt. Aus der Änderung der Gehäusetemperatur im Vergleich zu Schritt 1 bzw. der PCB-Temperatur  $T_{PCB}$  kann  $R_{th-H-T}$  und  $R_{th-T-a}$  durch eine Netzwerkberechnung bestimmt werden.

#### 5.4.4.2 Messtechnische Verifikation des Verfahrens

Für einen genauen Abgleich zwischen geschätztem Modell und den tatsächlichen Parametern ist ein speziell präparierter Kondensator mit Thermosensoren im Kondensatorwickel und Gehäuse notwendig. In [66] und [51] wurden Messungen mit präparierten Kondensatoren durchgeführt. Die gewonnenen Messdaten werden genutzt, um den beschriebenen Modellansatz und die vorgestellte Messmethode zu verifizieren. In nachfolgender Tabelle sind die gemessenen Parameter von [66] im Vergleich zur Abschätzung dargestellt. Die Ergebnisse sind stark von der Schätzgenauigkeit der thermischen Kapazität abhängig. Durch die Zweipunktschätzung kann die Standardabweichung der Werte mit  $S_C = 0,03 \cdot C_{th-W}$  und  $S_R = 0,1 \cdot R_{th-H-C}$  abgeschätzt werden. Diese Abweichung muss in der Berechnung der Lebensdauer berücksichtigt werden, da es sich um einen vereinfachten Modellansatz mit Messungenauigkeiten in der Parameterbestimmung handelt.

Tabelle 5.11: Gegenüberstellung der gemessenen bzw. berechneten thermischen Parameter eines Elektrolytkondensators mit dem Durchmesser von 18 mm, einer Länge von 25 mm und einer Masse von 9,14 g

	$C_{th-W}$ [J/K]	$C_{th-C}$ [J/K]	$R_{th-H-C}$ [K/W]	$R_{th-C-a}$ [K/W]
Messwerte	8,2	1,2	9,4	31,1
berechnete Werte	8,4	1,1	9,0	31,1

#### 5.4.4.3 Fehlerbetrachtung

In der Fehlerbetrachtung wird mithilfe des totalen Differentials die Abweichung der Lebensdauer berechnet. Es ergibt sich ein Fehler von  $\pm 10\%$  im Bezug zu  $L_0$ , für eine Temperaturabweichung von  $\Delta T_h = 5\text{ K}$ . Dieser Fehler sollte bei der Berechnung der Lebensdauer durch einen entsprechenden Sicherheitsfaktor berücksichtigt werden.

$$\Delta LD = \pm \left| \frac{\partial LD}{\partial T_h} \cdot \Delta T_h \right| \approx \pm 0,02 \cdot L_0 \cdot \Delta T_h \quad (5.50)$$

Berechnung für  $T_h = 100^\circ\text{C}$ ,  $T_0 = 85^\circ\text{C}$ ,  $C = 10\text{ K}$

#### 5.4.4.4 Zusammenfassung und Einflussgrößen

Im Kapitel 5.4.4 wurde ein Messverfahren vorgestellt, um die Parameter des thermischen Modells eines Kondensators zu bestimmen. Im Verlauf der Untersuchungen wurden theoretische und praktische Betrachtungen durchgeführt, so dass die Parameter des Modells für Standard-Kondensatoren bestimmt werden können. Die Möglichkeiten der Beschreibung und die Ergebnisse sind in [64] zusammengefasst. Es entstand außerdem für Standard-Kondensatoren ein Excel-Werkzeug für die Parameterberechnung des thermischen Modells gemäß Abbildung 5.12. Die sich ergebenden Größenordnungen sind in der Tabelle 5.12 zusammengefasst. Die wesentlichen Einflussgrößen sind:

- Geometrie des Kondensators:  $\varnothing D$ ,  $h$
- Ausführung als Axial- oder Radialkondensator
- thermische Anbindung der Kondensator-Pins und des Gehäuses
- Kühlbedingungen  $v_{\text{Luft}}$ /Gehäuse.

Es zeigt sich der große Unterschied zwischen Hochstromkondensatoren und Standard-Kondensatoren. Dies liegt an der herstellerabhängigen thermischen Anbindung des Wickels an das Gehäuse. Weitere Informationen können [64] entnommen werden.

Tabelle 5.12: Zusammenfassung: typische Größenordnungen Modellparameter

Kategorie	$\alpha^*$ [W/mK]	$R_{th-H-C}$ [K/W]	$R_{th-H-T}$ [K/W]
Standard Snap-In (axial)	12 ... 19	8 ... 11	10 ... 20
Hochstrom-Kondensator (axial)	12 ... 19	2 ... 4	1 ... 3

## 5.5 Wirtschaftliche Systembewertung - Kostenmodell

Eine große Lücke zwischen akademischer Forschung und industrieller Produktentwicklung ist die Kostenbetrachtung bei der Produktentwicklung. Um diese Lücke in der vorliegenden Arbeit zu schließen, soll für die untersuchten Systeme eine wirtschaftliche Bewertung einfließen. Die Probleme einer wirtschaftlichen Bewertung im akademischen Bereich wurden bereits in der Dissertation [37, S. 103 ff.] ausführlich erläutert und sind im wesentlichen durch folgende Punkte gekennzeichnet:

1. Zeitabhängigkeit der Kosten
2. Verkaufskonditionen der jeweiligen Anbieter
3. Schwer fassbarer, technologieabhängiger Produktionsaufwand
4. Empirische Erfassung der Kosten
5. Mix aus verschiedenen Rohmaterialien

Die nachfolgende Erstellung des Kostenmodells wird auf Komponentenebene aus Sicht des leistungselektronischen Systems gemacht. Die Probleme 3.) und 5.) werden dadurch umgangen. Für die Berücksichtigung der Kosten wird folgendes lineare Kostenmodell angesetzt:

$$GK = \sum_{j=1}^m \left( \sum_{i=1}^n T_i \cdot (\sigma_i x_i + b_i) \right) \quad (5.51)$$

GK - Gesamtkosten

$T_i$  - Technologiefaktor

j - Zählvariable für einzelne Kostenarten (aktive/ passive Bauelemente, PCB)

i - Zählvariable für die Ordnung des linearen Kostenmodells (typ.  $i = 1$ )

m - Anzahl aller Kostenarten

n - Ordnung des linearen Kostenmodells

$\sigma_i$  - Proportionalitätsfaktor der Kosten (spez. Kosten)

$b_i$  - Fixkosten

Tabelle 5.13: Einflussgrößen im Kostenmodell und verwendete Gewichtungen bzw. Kostenverteilung, MLT - mittlere Wicklungslänge (Mean Length per Turn)

Komponente	Einflussgrößen			
	$\sigma_i$	$x_i$	$b_i$	$T_i$
MOSFET	Preis/ $A_{Chip}$	$A_{Chip}$	Package	FOM
Kondensator	Preis/Energie	$C \cdot U^2$	x	Typ, Technologie
Magnetkern	Preis/Volumen	Volumen	Kernfassung	Material
Wicklungen	Preis/MLT	$n \cdot MLT$	Fertigung	$d_{Cu}$ , Ausführung
PCB	Preis/ $A_{PCB}$	$A_{PCB}$	Fertigung	$d_{Cu}$ , Lagenanzahl, Technologie

Die jeweiligen Einflussgrößen auf die Kosten der leistungselektronischen Hauptkomponenten (ohne Steuerung) sind in Tabelle 5.13 dargestellt. Für eine Benutzung der vorgestellten entwickelten Methodik müssen die projektspezifischen Informationen an dieser Stelle vom Anwender bereitgestellt werden. Dadurch kann eine absolute Kostenbewertung entstehen.

Für eine nachfolgende exemplarische Darstellung der Methodik werden Distributorpreise herangezogen. Die entstehenden Ergebnisse sollen nicht für einen allgemeingültigen wirtschaftlichen Vergleich der Technologien herangezogen werden. Die Interpretation der Zahlen lässt zumindest jedoch auf einen aktuellen Trend zwischen technischer Systemverbesserung und dem dafür zu erbringenden Kostenmehraufwand schließen.

In nachfolgenden Betrachtungen wird die wirtschaftliche Bewertung auf Basis der Einflussgrößen  $x_i$ ,  $b_i$  und  $T_i$  gemacht. Ausgehend von einer Systemkostenverteilung kann für die Änderung einer Komponente am Gesamtsystem, die Änderung der Gesamtkosten abgeschätzt werden.

## 5.6 Mehrkriterielle Optimierung der Leistungselektronik

### 5.6.1 Optimierungsprozess

Die Optimierung leistungselektronischer Systeme ist ein mehrkriterielles Problem mit einer Optimierungsvariable  $\underline{x}$ , mehreren Zielfunktionen  $J_i$  und verschiedenen Design- und Randbedingungen. Formal lässt sich dieses Optimierungsproblem wie folgt darstellen:

$$\underline{x} = [x_1 \cdots x_n]^T \quad (5.52)$$

$$\max Q(\Delta J_1, \dots, \Delta J_K, \underline{x}) \quad (5.53)$$

$\Gamma$  - Lösungsraum mit einer Referenzlösung und i Variationen

$\underline{x}$  - Optimierungsvektor mit  $x_i \in \{0, 1\}$

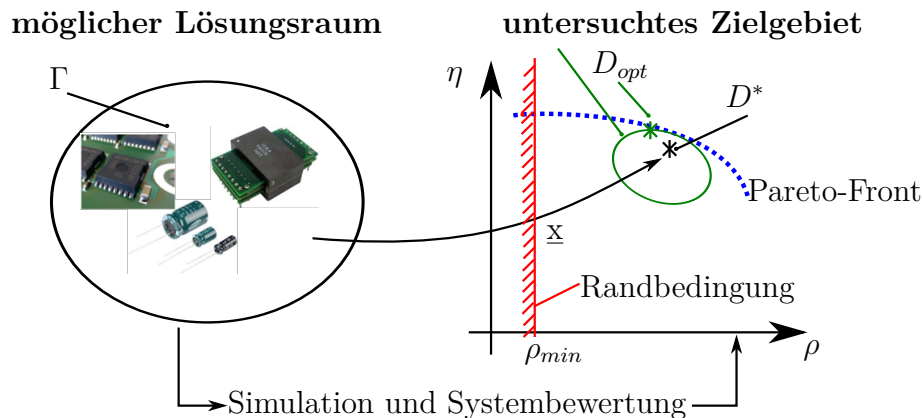
$J_i$  - normierte Einzelzielgrößen (z.B.  $\eta$ ,  $\sigma$ , ...)

$\Delta J_i$  - Verbesserung der normierte Einzelzielgröße (z.B.  $\Delta\eta$ ,  $\Delta\sigma$ , ...)

$Q$  - Gütekriterium

$n$  - Anzahl der Optimierungsvariablen  $\hat{=}$  Anzahl der Variationen am Referenzsystem

$K$  - Anzahl der Zielgrößen



Quelle: [3]

Abbildung 5.21: Graphische Veranschaulichung des Optimierungsproblems; grüne Markierung - untersuchter Bereich um das Referenzdesign  $D^*$  mit orthogonalen Lösungsvektoren; der mögliche Lösungsraum  $\Gamma$  wird durch die Bauelementevorauswahl gemäß Kapitel 5.2 eingeschränkt

Die nachfolgende Optimierungsmethodik basiert auf einer Auswahl der Komponenten, die zum optimalen System führen. In Abbildung 5.21 ist das Optimierungsproblem und die Vorgehensweise graphisch veranschaulicht. Der Lösungsraum stellt die Gesamtheit aller möglichen Bauelemente dar, die in Kombination für die untersuchte Applikation zum Einsatz kommen können. Der Optimierungsvektor ist diskret mit  $x_i \in \{0, 1\}$  - und steht für die Entscheidung, welche Komponentenkombination gewählt werden sollte. Nach der Simulation bzw. Systembewertung kann die Performance des Systems  $Q(\underline{x}, \dots)$  graphisch im Ergebnisraum dargestellt werden. Die

Neben- bzw. Randbedingungen können ebenfalls im Ergebnisraum dargestellt werden.

Die **Hauptidee** des nachfolgenden Optimierungsprozesses ist der Beginn mit einem Referenzdesign  $D^*$  unter Nutzung von bekannten und bewährten Komponenten. In den nächsten Iterationen wird jeweils eine Komponentenmodifikation im Vergleich zu  $D^*$  durchgeführt. Das bedeutet, dass die Systemsimulation und Bewertung nur für orthogonale Vektoren  $\underline{x}$  durchgeführt wird.  $\underline{x}$  steht hierbei nicht mehr für die direkte Bauteilekombination, sondern für eine mögliche Änderung am Referenzsystem. Das Ergebnis ist in Abbildung 5.21 grün dargestellt. Es wird ein Bereich um das Referenzdesign  $D^*$  untersucht.

Nach der Bewertung aller n-möglichen Bauteilekombinationen wird die optimale Lösung unter gegebenen Randbedingungen mithilfe des „Branch and Bound“-Algorithmus gesucht.

Der gesamte Optimierungsprozess erfolgt in vier Schritten:

**Schritt 1: Definition eines Referenzdesigns und Bestimmung des Lösungsraums (vgl. Abbildung 5.1 - Bauelementevorauswahl)** Auf Basis der Spezifikation wird die Bauteilevorauswahl (Lösungsraum) durchgeführt. Im nächsten Schritt wird der Optimierungsvektor definiert, das bevorzugte Referenzdesign  $D^*$  festgelegt und die Performance  $J^*$  bestimmt.

**Schritt 2: Erstellung der Datenmatrix (vgl. Abbildung 5.1 - innere Iterationsschleife: Simulation, Bewertung)** Es erfolgt die Simulation, Bewertung und Normierung der Performance-Kenngrößen (vgl. Formel 5.54) bzw. der Kosten für orthogonale Optimierungsvektoren. Dies bedeutet, es wird immer nur eine Komponentenmodifikation im Vergleich zu  $D^*$  durchgeführt. Es kann eine Datenmatrix gemäß Gleichung 5.55 erstellt werden.

$$\Delta J_i = \frac{J_i - J^*}{J^*} \quad (5.54)$$

$$\begin{bmatrix} \Delta J_{\Sigma-1} \\ \vdots \\ \Delta J_{\Sigma-K} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \Delta J_{11} & \Delta J_{12} & \cdots & \Delta J_{1n} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \Delta J_{K1} & \Delta J_{K2} & \cdots & \Delta J_{Kn} \end{bmatrix}}_{\text{Datenmatrix}} \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_n \end{bmatrix}}_{\underline{x}} \quad (5.55)$$

Datenmatrix-Spalten: Änderungen der unterschiedlichen Zielgrößen  $\Delta J_i$  für eine Variation  
 Datenmatrix-Zeilen: Änderungen einer Zielgrößen  $\Delta J_i$  über insgesamt i-Variationen

Eine **wichtige Annahme** ist an dieser Stelle, dass sich die Zielgrößenänderung  $\Delta J_i$  durch Kombinationen der Komponentenmodifikationen linear zusammensetzt. Diese Annahme ist durch die Vernachlässigung von parasitären Effekten zulässig. Die Einzelkomponenten wie z.B. Drosseln, Kondensatoren, Leistungshalbleiter und Kühlsysteme lassen sich hinsichtlich der wichtigen Kenngrößen Effizienz und Volumen entkoppelt betrachten [67].

**Schritt 3: Formale Formulierung des Optimierungsproblems (vgl. Abbildung 5.1 - Optimierung)** In diesem Schritt folgt die Auswahl der Zielgrößen (z.B. Volumen, Effizienz, PCB Fläche, Masse, Kosten) und die Definition eines Gütekriteriums, um die Güte des Systems in einem Wert zu quantifizieren (vgl. Gleichung 5.56). Die Parameter  $g_i$  sind Gewichtungsfaktoren, um die Einzelzielgrößen entsprechend der gewünschten Priorität zusammenzufassen. Man erhält schließlich ein lineares Optimierungsproblem gemäß Gleichung 5.57. Das Hauptmerkmal ist die binäre Natur der Optimierungsgröße  $x_i$ . Grenzwerte, Randbedingungen und unzulässige Kombinationen von Komponenten werden durch die Nebenbedingungsungleichung 5.58 definiert. Die Gestalt dieses Optimierungsproblems wird in der Fachwelt als Mixed-Integer-Linear-Programming (Abk. MILP) bezeichnet. (vgl. [68, S. 127 ff.], [69])

$$\Delta Q_{\Sigma}(\underline{x}) = \sum_{j=1}^K g_j \cdot \Delta J_{\Sigma-j}(\underline{x}) \quad \text{mit} \quad 0 \leq g_j \leq 1 \quad (5.56)$$

$$\max_{\underline{x}} \Delta Q_{\Sigma}(\underline{x}) = \max_{\underline{x}} [\Delta Q_1 \quad \Delta Q_2 \quad \cdots \Delta Q_n] \cdot \underline{x} \quad (5.57)$$

mit den Nebenbedingungen:

$$\begin{bmatrix} \Delta J_{p1} & \Delta J_{p2} & \cdots & \Delta J_{pn} \\ a_{11} & a_{12} & \cdots & a_{1n} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ a_{m1} & a_{m2} & \cdots & a_{mn} \end{bmatrix} \cdot \underline{x} \leq \begin{bmatrix} \Delta J_{\Sigma-p-max} \\ 1 \\ \vdots \\ 1 \end{bmatrix} \quad (5.58)$$

$x_i \in 0, 1$ : Optimierungs- / Entscheidungsvektor  
 $\Delta Q_{\Sigma}(\underline{x})$ : zusammengefasste Gütefunktion  
 $\Delta J_{\Sigma-j}(\underline{x})$ : Linearkombination der Zielgrößen  $\Delta J_i$  in Abhängigkeit von  $\underline{x}$  und  $g_i$   
 $\Delta J_{pi}$ : Zielgröße als Nebenbedingung (z.B. Kostenänderung)  
 $\Delta J_{p-max}$ : Grenzwert der Nebenbedingung (z.B. maximale Kostenänderung)  
 $a_{ij}$ : weitere Nebenbedingungen

**Schritt 4: Durchführung der Optimierung - Optimierungsalgorithmus (vgl. Abbildung 5.1 - Optimierung)** Die Suche des Optimalpunktes erfolgt durch den Algorithmus „Branch and Bound“ (Abk. BB). Dieser Algorithmus stellt eine Erweiterung des Simplex-Verfahrens für lineare Optimierungsprobleme dar. Im Ansatz geht man von einem relaxierten Problem (Abk. RP) aus, wobei die Werte von  $x_i$  im Bereich zwischen  $0 \leq x_i \leq 1$  angenommen werden. Die Lösungen von RP stellen eine obere Schranke dar. Eine Verbesserung wird im ursprünglichen Problem nicht erreicht. Die Lösungen von RP werden in einem binären Baum dargestellt und verglichen. Durch den Vergleich der oberen Schranken (Lösungen von RP) an den Knoten des Baums können mögliche Lösungspfade vorab ausgeschlossen werden. Dadurch reduziert sich der Aufwand in der Suche der optimalen Lösung. (vgl. [68, S. 140]) Eine Visualisierung der Vorgehensweise gemäß Abbildung 5.22 verdeutlicht den Algorithmus. Die Zahlenbeispiele ergeben sich aus dem im Kapitel 1.2.2 vorgestellten Optimierungsproblem. Im Gegensatz zur gesamten Tabelle 1.1, in der die verschiedenen Lösungskombinationen aufgetragen werden, beginnt der das BB-Verfahren mit

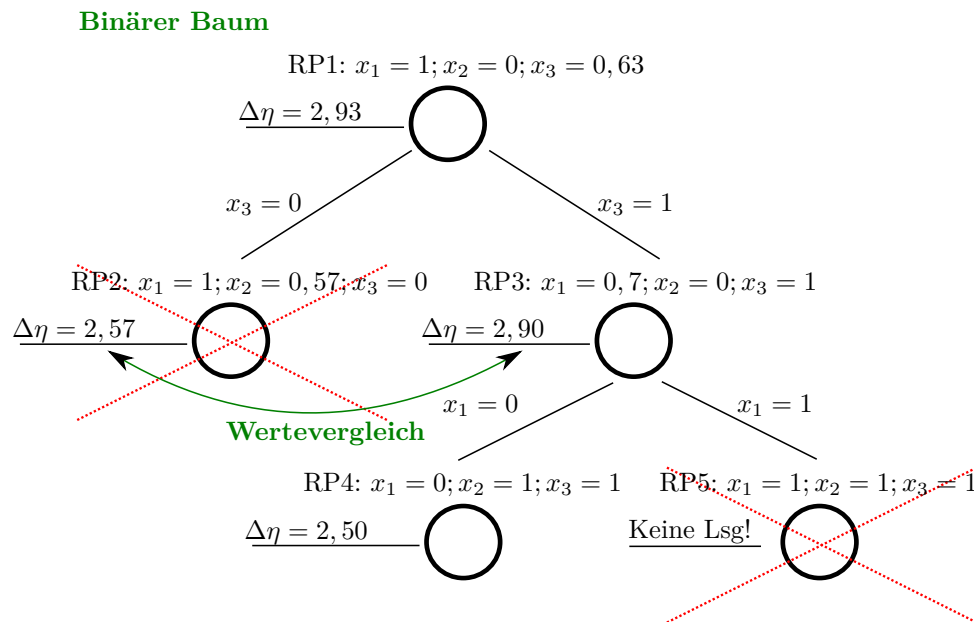


Abbildung 5.22: Graphische Veranschaulichung des Branch and Bound-Optimierungsalgorithmus am Einführungsbeispiel aus Kapitel 1.2.2

einem ersten relaxierten Problem (RP1). Es ergibt sich eine erste Lösung, in der  $x_1$  und  $x_2$  ganzzahlig sind.  $x_3$  hingegen ist eine reelle Zahl. Sie wird nun im nächsten Schritt im binären Baum jeweils auf 1 oder 0 gesetzt. Es ergeben sich die Probleme (RP2/RP3) mit den entsprechenden Lösungen. Es werden nun diejenigen Knoten gestrichen, deren Gütefunktional am niedrigsten ist (siehe RP2). So wird die Untersuchung fortgesetzt bis die Berechnungen gestoppt werden. Die Bedingungen zur Beendigung der Berechnung an einem Knoten sind:

- $x_i$  ist binär
- oder eine Nebenbedingung wurde verletzt.

Nach der Berechnung des kompletten binären Baums, kann die Lösung des Problems mit einem entsprechenden Suchalgorithmus gefunden werden. Im Vergleich zur Tabelle 5.14 wird bereits deutlich, dass hier mit einem geringeren Rechen- bzw. Suchaufwand gearbeitet werden kann.

## 5.6.2 Abgrenzung zu bekannten Optimierungsverfahren der Leistungselektronik

Im Gegensatz zur vollständigen Pareto-Optimierung nach [37] geht es in folgender Ausführung um die direkte Auswahl der diskreten aktiven und passiven Bauelemente für die optimierte Lösung in Abhängigkeit von einer zur Verfügung stehenden Komponentenlösungsmenge  $\Gamma$ .

Ausgangspunkt und Hauptunterschied ist der Start mit dem Referenzdesign  $D^*$ .



Der Vergleich des vorgeschlagenen Optimierungskonzeptes wird in Tabelle 5.14 mit dem Optimierungskonzept nach [37] verglichen. Der wesentliche Vorteil ist, dass durch diesen Ansatz eine geringere Rechenkapazität und geringere Rechenzeit benötigt wird. Durch die geringere Iterationszahl wird der Optimierungsprozess für den Anwender transparent. In der Regel liegt der erste Designansatz des Referenzdesigns nicht zu weit vom Optimum weg. Dies ist auch damit zu begründen, dass die Datenbasis für eine Optimierung der vorgestellten Systemansätze angelegt wurde. Ein wichtiger zu erwähnender Fakt ist, dass die vorgestellte Optimierungsmethodik nur für Gütefunktionen  $\Delta J_{\Sigma}$  einsetzbar ist, die sich als Linearkombinationen der Einzelverbesserungen darstellen lassen. Nichtlineare Zusammenhänge lassen sich mit dem Ansatz nicht optimieren.

Tabelle 5.14: Vergleich verschiedener Optimierungskonzepte; PF - Pareto Front

Kategorie	vollständige Pareto-Optimierung	MILP - Optimierung
Optimierungsvariable $\underline{x}$	$x_i \in \mathbb{R}$	$x_i \in \{0, 1\}$
Lösungsraum $\Gamma$	sehr groß	Einschränkung durch $D^*$
Einschränkung von $\Gamma$	Komponentenoptimierung	Vorauswahl der Hauptkomponenten
Performance-Raum	sehr groß	Variation um Referenz
Ergebnis	vollständige PF	teilweise PF
Lösungssuche	Intelligent Direct Search Method	Branch and Bound Method
Rechenleistung	sehr groß	gering
Ziel	Technologie-Roadmapping	konkrete Bauteileauswahl

## 5.7 Fehler- und Toleranzanalyse

### 5.7.1 Gültigkeitsbereich der vorgestellten Optimierungsmethodik

Durch die Modellvereinfachung wurde eine teilweise Entkopplung von Teilsystemen vorgenommen, so dass mit einem Satz von Eingangsparametern eine Systemgröße berechnet werden kann. Beispielhaft kann hier die berechnete Verlustleistung der Halbleiter genannt werden. Wichtig ist dabei, dass die Vergleichbarkeit verschiedener Systemlösungen bzw. dass die vorgestellte Linearkombination von Einzelergebnissen erhalten bleibt.

Abstrahiert ist das aufgebaute Simulationsmodell in Abbildung 5.23 dargestellt. Die gestrichelt gekennzeichneten Linien beschreiben die Kanalverkopplung zwischen unterschiedlichen Eingangsparameter-Vektoren und Ausgangsgrößen. Als Beispiel kann die Verkopplung der Induktivität und der ohmschen Verluste durch den resultierenden Stromrippel genannt werden.

Der Einfluss von Eingang zu Ausgang und entsprechenden Kanalverkopplungen ist in Abbildung 5.23 rechts zu sehen. Das Maß für eine vorhandene Kanalverkopplung ist die Sensitivität  $S_e$  gemäß Gleichung 5.59. Überschreitet die Sensitivität einen bestimmten Wert, so ist die entkoppelte Berechnung der Ausgangsgrößen stark fehlerbehaftet.

$$S_e = \frac{\partial \text{Ausgang}}{\partial \text{Eingang}} \quad (5.59)$$

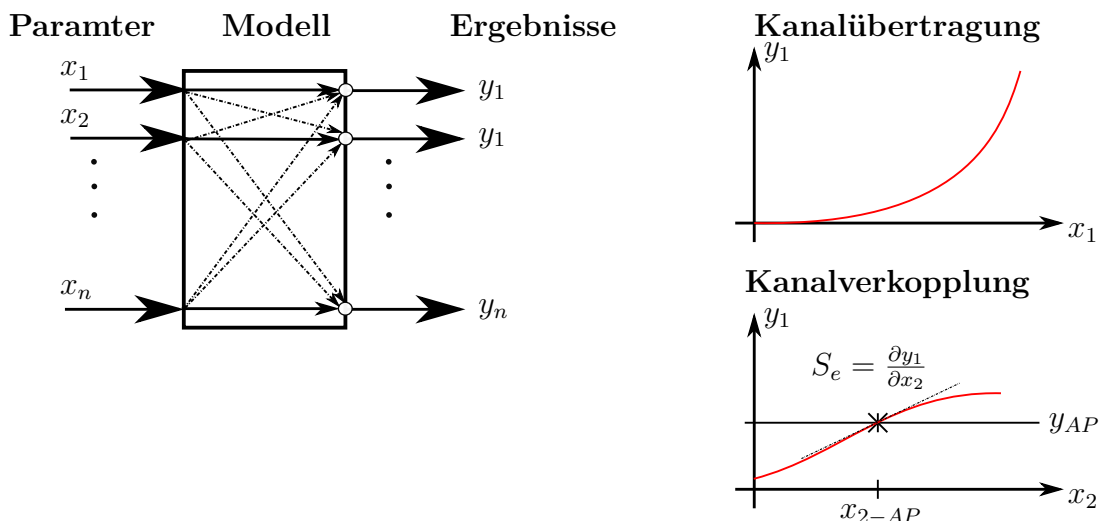


Abbildung 5.23: Abstrahierte, graphische Veranschaulichung der Kanalübertragung und Kanalverkopplung

Als Voraussetzung für die Anwendbarkeit der Optimierungsmethodik und Linearkombination der Teilergebnisse wurde die Kanalverkopplung vernachlässigt (siehe Kapitel 5.6) und entsprechende Regeln festgelegt, für welche diese Vernachlässigung zulässig ist. Ein Regelverstoß bzw. eine Parameterabweichung kann aus folgenden

Gründen bei der Bauelementedimensionierung bzw. praktischen Umsetzung nicht immer vermieden werden:

- technische Realisierbarkeit (Auslegung und Optimierung der Magnetbauelemente, Unterschiede durch ganzzahlige Windungszahlen, etc.)
- Toleranz der Komponenten
- thermische Verkopplung durch Schaltungsträger und Umgebung
- Parasitäre Effekte (z.B. Induktive, kapazitive Kommutierung)

Eine erste Fragestellung ist, welchen Einfluss die Verletzung der genannten Regeln mit sich bringt.

**Beispiel 1 - Einfluss der Kanalverkopplung auf die Linearkombination von Ergebnissen:** Es soll folgendes Szenario untersucht werden (vgl. Abbildung 5.24):

- Punkt 1: Referenzdesign  $D^*$  mit  $R_{DSon-1}$  und  $L_1$
- Punkt 2: Variation der Induktivität auf  $L_2$  und Bestimmung von  $P_{V-MOS-Rdson}$
- Punkt 3: Variation des MOSFET auf  $R_{DSon-2}$  und Bestimmung von  $P_{V-MOS-Rdson}$
- Punkt 4: Bestimmung der Verlustleistung für  $R_{DSon-2}$  und  $L_2$  mit direkter Berechnung
- Punkt 5: Bestimmung der Verlustleistung mittels Linearkombination der Änderungen  $\Delta P_V$  der vorherigen Ergebnisse für  $R_{DSon-2}$  und  $L_2$

Es wird der Fehler deutlich, welcher sich durch eine Kanalverkopplung ergibt. Bei geringem Fehler ist die vereinfachte Berechnung aufgrund der dargestellten Vorteile erlaubt.

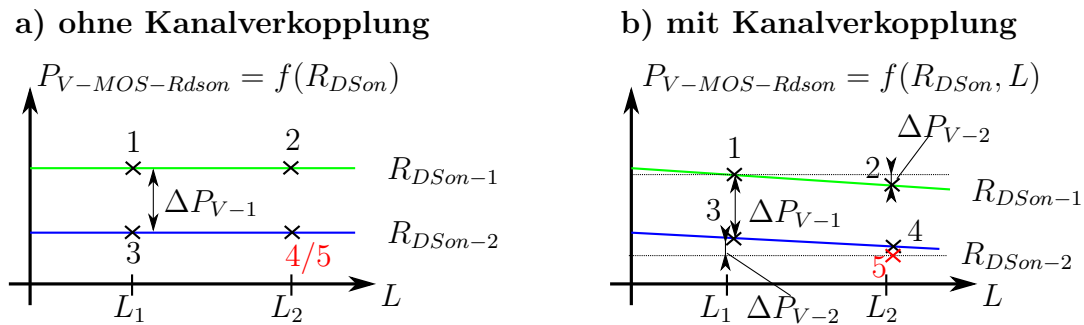


Abbildung 5.24: Einfluss der Drosselinduktivität  $L$  auf die Durchlassverluste der MOSFETs eines Buck-Converters gemäß Abbildung 5.26; Einfluss und Ergebnisverzerrung bei Linearkombination der Ergebnisse ohne und mit Berücksichtigung der Kanalverkopplung

Ist eine analytische Systembeschreibung vorhanden, so können die Sensitivitäten mithilfe der partiellen Ableitung des Ausgangs nach der jeweiligen Eingangsgröße berechnet werden. Sind die Informationen in Form von Mess- oder Simulationsdaten vorhanden, so kann die Sensitivität der Kanalverkopplung mithilfe der linearen Regression bestimmt werden. Aus dieser ergibt sich der mittlere Anstieg der Aus-

gangsgröße durch Variation der Eingangsgröße um den Arbeitspunkt. Aus dem Ansatz „Minimierung der Fehlerquadrate“ ergibt sich folgende Berechnungsformel für die Parameterbestimmung [70, S.203 ff.]:

$$M_D = \begin{bmatrix} 1 & x_{i-1} \\ \vdots & \vdots \\ 1 & x_{i-N} \end{bmatrix} \quad (5.60)$$

$$\hat{y} = \hat{p}_0 + \hat{p}_1 \cdot x_i \quad (5.61)$$

$$\underline{\hat{p}} = (M_D^T \cdot M_D)^{-1} M_D^T \cdot \underline{y} \quad (5.62)$$

$M_D$  - Datenmatrix der Parameter (z.B. erzeugt durch Zufallsgenerator)

$\underline{y}$  - Vektor der Ausgangsgrößen (bestimmt durch direkte Simulation)

$\hat{\underline{y}}$  - geschätzte Ausgangsgröße durch Modellansatz

$\underline{\hat{p}}$  - Parametervektor,  $\hat{p}_1$  - absolute Sensitivität

In nachfolgenden Beispielen wird die Sensitivität bezüglich der relativen Toleranz des Bauelements angegeben:

$$\Delta \hat{y} = \underbrace{\hat{p}_1 \cdot x_{AP}}_{rel. Sensitivität} \left[ \frac{W}{\%} \right] \cdot \underbrace{\frac{\Delta x}{x_{AP}}}_{rel. Parametertoleranz} [\%] \quad (5.63)$$

### Beispiel 2 - Kanalverkopplung zwischen L und den Halbleiterverlusten:

Für nachfolgenden Buck-Converter gemäß Abbildung 5.26 ist die Kanalverkopplung zwischen L und  $P_{V-MOS}$  simulativ ermittelt worden. Das Ergebnis ist in Abbildung 5.25 dargestellt. Die Sensitivität nach der Regression ergibt sich zu -0,15 W/100%. Bei einer Änderung von L um 40% ändern sich die Verluste um 0,06 W. Dies ist als kleiner Einfluss zu sehen und kann im Rahmen einer Simulation vernachlässigt werden. Die Linearkombination gemäß Abbildung 5.24 a) ist erlaubt.

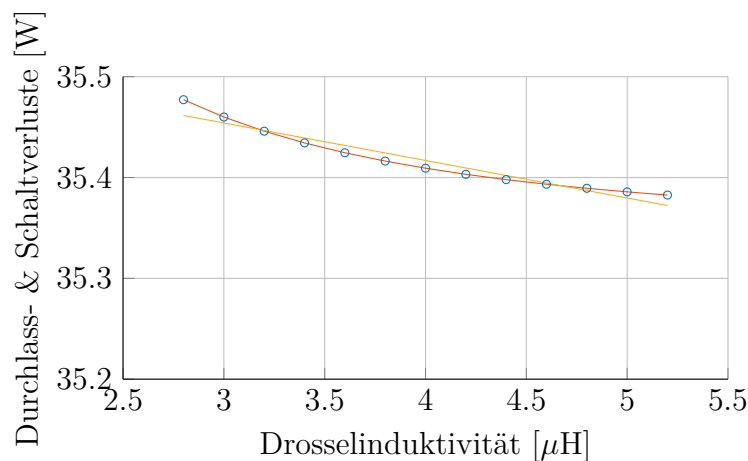


Abbildung 5.25: Einfluss der Drosselinduktivität L auf die Durchlass- und Schaltverluste eines Buck-Converters gemäß Abbildung 5.26, ermittelte Sensitivität: -0,15 W/100%; rot: simulierte Verlustleistung  $P_{V-MOS}$ , gelb: ermittelte Sensitivität am Nennarbeitspunkt

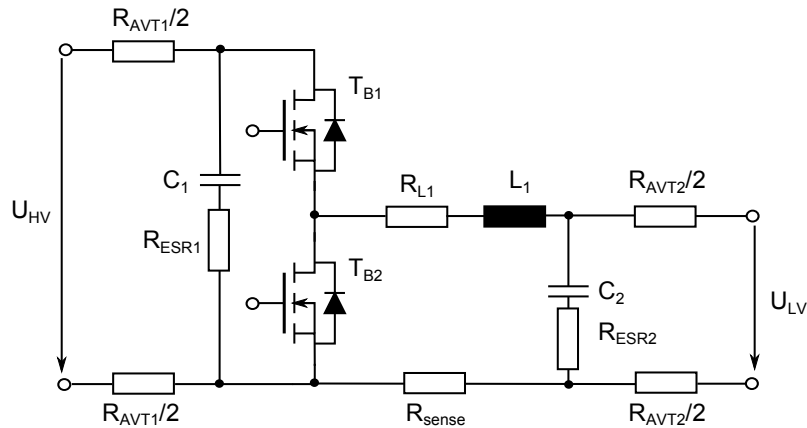


Abbildung 5.26: Schaltbild des untersuchten Buck-Converters;  
 Arbeitspunkt:  $U_{HV} = 48\text{ V}$ ,  $U_{LV} = 12\text{ V}$ ,  $I_{LV} = 100\text{ A}$ ;  
 $f_{SW} = 80\text{ kHz}$ ; Bauelementeparameter siehe Tabelle 5.15

### 5.7.2 Toleranzanalyse mittels Monte-Carlo-Simulation

In den bisherigen Kapiteln wurde die Modellbildung mit entsprechenden Modellvereinfachungen und die zugehörige Parameterermittlung dargestellt. Für einige Teilsysteme (z.B. Elektrolytkondensator) wurde bereits auch eine Fehleranalyse durchgeführt.

Bei den Systemberechnungen mithilfe der vorgestellten Methodik wird prinzipiell von einem festen Parametersatz ohne Toleranzen ausgegangen. Es ist jedoch auch möglich, mit einer Monte-Carlo-Simulation den Einfluss von verschiedenen Systemtoleranzen zu untersuchen (vgl. [68, S. 233 ff.]).

Hierfür werden unterschiedliche Simulationsdurchläufe durchgeführt und die Toleranz der Bauelemente mithilfe eines Zufallsgenerators ausgewählt. Der Zufallsgenerator wird auf eine Gleichverteilung eingestellt, um eine schnelle Ermittlung der Toleranz-Eckpunkte mit geringer Simulationsanzahl zu erzielen. Aus den zufälligen Kombinationen der Bauelemente entsteht eine Ergebniswolke um das ungestörte Ergebnis, welche die Toleranz des berechneten Ergebnisses (z.B. Gesamtverlustleistung) in Abhängigkeit von allen Parametertoleranzen beschreibt.

#### Beispiel 3 - Monte-Carlo-Simulation eines Buck-Converters:

Es wird der Buck-Converter gemäß Abbildung 5.26 untersucht. Die eingestellten Parametertoleranzen sind in Tabelle 5.15 dargestellt. Es wird eine Monte-Carlo-Simulation mit 200 verschiedenen Simulationsdurchläufen durchgeführt. Dies ist für die überschaubare Anzahl an Parametern eine ausreichende Zahl an Simulationsdurchläufen, um die Toleranz-Eckpunkte zu erreichen.

Die Ergebnisse für die Verlustleistung und Temperaturen der Halbleiter und der Ausgangsdrossel sind in Abbildung 5.27 dargestellt. Es wird deutlich, dass sich insgesamt ein breites Spektrum um den berechneten Nennwert (ca.  $\pm 5\text{ W}$  /  $\pm 5\text{ K}$  bei der Drossel und dem unteren MOSFET) ergibt. Dieses Ergebnis zeigt den sehr großen Einfluss der Toleranz auf das Gesamtergebnis, insbesondere der Drossel. Die-

ser Fakt muss bei einer messtechnischen Verifikation bzw. bei der Entwicklung eines Systems immer berücksichtigt werden.

Tabelle 5.15: Simulationsparameter und eingestellte Toleranzen für die Monte-Carlo-Analyse des Buck-Converters

Bauelement	Parameter	Nennwert	rel. Toleranz
DC Anschluss (Federkontakt)	$R_{AVT1} / R_{AVT2}$	$150 \mu\Omega$	$\pm 10 \%$
Kondensator $C_1$	$R_{ESR1}$	$3 m\Omega$	$\pm 20 \%$
MOSFET $T_{B1}/T_{B2}$	$R_{DSon}$	$1,2 m\Omega$	$\pm 20 \%$
MOSFET $T_{B1}/T_{B2}$	$E_{on}$	$120 \mu J$	$\pm 20 \%$
MOSFET $T_{B1}/T_{B2}$	$E_{off}$	$210 \mu J$	$\pm 20 \%$
MOSFET $T_{B1}/T_{B2}$	$R_{th}$	$0,4 K/W$	$\pm 40 \%$
Drossel $L_1$	$L_1$	$4 \mu H$	$\pm 20 \%$
Drossel $L_1$	$R_{L1}$	$1 m\Omega$	$\pm 20 \%$
Drossel $L_1$	$R_{th}$	$0,5 K/W$	$\pm 50 \%$
Kondensator $C_2$	$R_{ESR2}$	$6 m\Omega$	$\pm 20 \%$
Shunt	$R_{sense}$	$0,5 m\Omega$	$\pm 2 \%$

### 5.7.3 Bestimmung der Parameter-Sensitivität

Aus der Ergebniswolke wird zwar deutlich, welche Toleranz sich am Ausgang durch die Bauelementetoleranz einstellt, es ist aber noch nicht klar, welches Bauelement bzw. welcher Parameter den größten Einfluss auf den Ausgang hat. Diese Untersuchung kann nun ebenfalls mithilfe einer sequentiellen Monte-Carlo-Analyse durchgeführt werden. Es werden N Simulationsdurchläufe mit der zufälligen Variation eines Parameters  $x_i$  durchgeführt. Aus den Simulationsdaten wird ebenfalls eine lineare Regression durchgeführt und somit die Sensitivität des Ausgangs auf die Parameteränderung bestimmt. Der Parameter mit der größten Sensitivität hat den größten Einfluss auf den Ausgang am eingestellten Arbeitspunkt. Diese Aussage ist für den Entwickler von sehr großer Bedeutung, denn man kann daraus folgende Interpretation ableiten:

- Welches Bauelement hat den größten Einfluss auf die Systemverbesserung?
- Welche Bauelementetoleranzen können/müssen gewählt werden, um möglichst nahe am idealen Ergebnis zu liegen?
- Welche Parameter müssen sehr genau bestimmt werden?
- Welchen Einfluss hat ein falscher Parameter auf das Gesamtergebnis?

**Beispiel 4 - Sensitivitätsanalyse:** Von dem Buck-Converter nach Abbildung 5.26 und Toleranzen nach Tabelle 5.15 wird eine sequentielle Monte-Carlo-Analyse durchgeführt. Aus den Simulationsergebnissen werden die Sensitivitäten mithilfe der linearen Regression bestimmt. Die Ergebnisse sind in nachfolgendem Diagramm 5.28 dargestellt. Es wird ersichtlich, dass die Drosselinduktivität und der Drosselwiderstand den größten Einfluss auf die Toleranz des Ausgangs ( $P_{V-ges}$ ) haben.

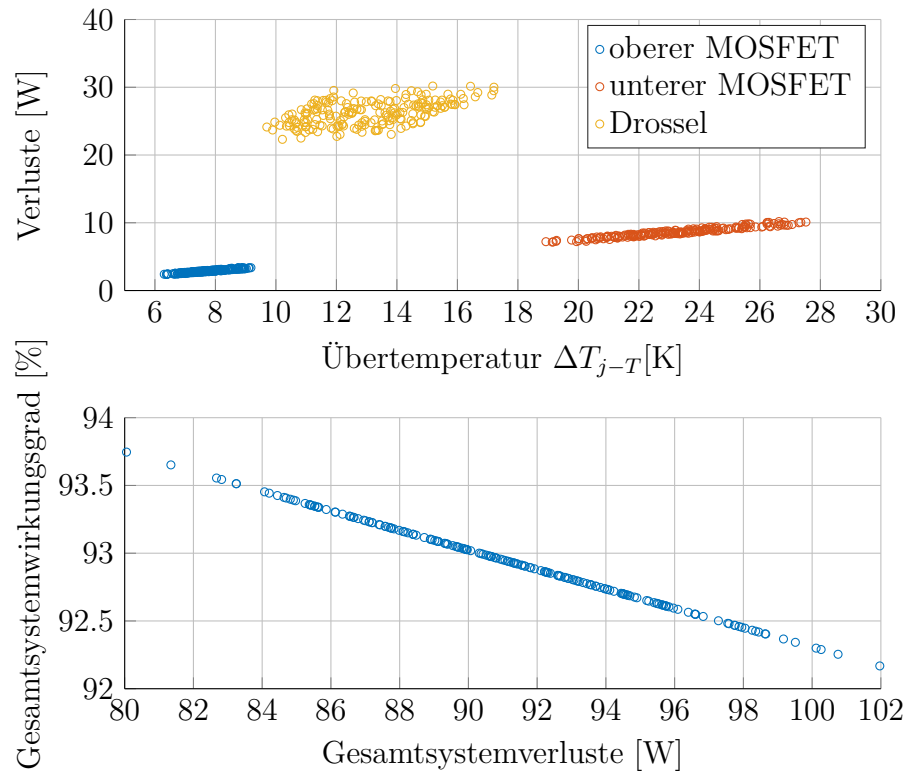


Abbildung 5.27: Ergebnis der Monte-Carlo-Analyse am Beispiel des Buck-Converters gemäß Abbildung 5.26 und den eingestellten Parameter-toleranzen nach Tabelle 5.15; Übertemperatur gegenüber der PCB-Oberseite (Top)

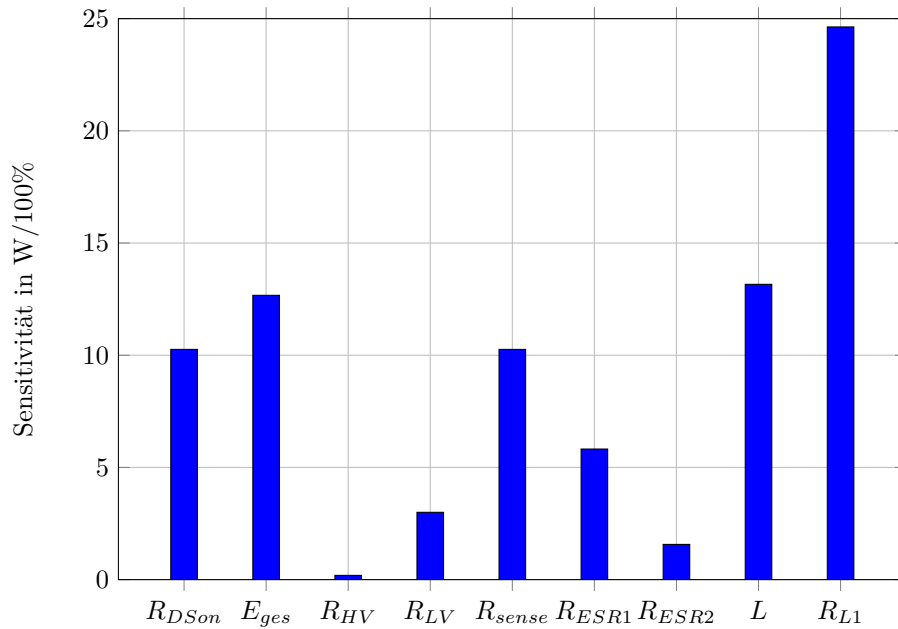


Abbildung 5.28: Einflussanalyse am Buck-Converter gemäß Abbildung 5.26;  $P_{V-ges} = 93 \text{ W}$

## 5.8 Zusammenfassung

In diesem Kapitel wurde die Simulations- und Optimierungsmethodik entworfen und die notwendige Vorgehensweise für die Optimierung in der Leistungselektronik erarbeitet. Die wichtigste Eigenschaft der Methodik ist die iterative (Variation von unterschiedlichen Systemparametern und Bauelementen) Vorgehensweise, so dass ein auf die Spezifikation zugeschnittenes Effizienz, Leistungsdichte-, Kostenoptimum gesucht werden kann. Außerdem sind Lastzyklen und die Lebensdauer von Elektrolytkondensatoren berechenbar. Diese Funktionalitäten sind bisher in keinem anderen Simulationswerkzeug (im Vergleich: Simulatoren, herstellerspezifische Auslegungstools) vorhanden. Die Vorgehensweise ist in Abbildung 5.1 dargestellt. Diese wird als notwendig erachtet, wenn die realisierbaren Grenzen und die möglichen Systemauslegungen zu identifizieren sind. In den nachfolgenden Kapiteln werden die einzelnen Module vorgestellt. Ein besonderes Augenmerk liegt dabei auf der elektrischen und thermischen Modellierung der PCB, als auch auf der thermischen Modellierung des Elektrolytkondensators für eine akkurate Lebensdauerermittlung. Ein weiterer Punkt wurde der wirtschaftlichen Systembewertung gewidmet. Anhand der Systematisierung der verschiedene Einflussgrößen (spezifische Kosten, Technologiefaktor, Gehäuse, Material, etc.) auf der Komponentenebene kann eine wirtschaftliche Bewertung im Rahmen von akademischen Untersuchungen durchgeführt werden. Diese Bewertung hat jedoch mit tatsächlichen Kosten im industriellen Bereich nichts zu tun. Eine weitere Besonderheit liegt in der Vorgehensweise der Optimierung. Durch die Änderung je eines Bauelements pro Iteration entstehen orthogonale Lösungsvektoren. Das gesamte Lösungsgebiet (Punktwolke) lässt sich somit sehr einfach rechnerisch, unter der Voraussetzung einer linearen Gütefunktion, bestimmen. Eine Möglichkeit zur Bestimmung der wesentlichen Einflussgrößen wurde mithilfe der Parameter-Ausgangssensitivität  $S_e$  gegeben.



## Kapitel 6

---

# Simulation und Verifikation der Ergebnisse am Beispielsystem

---

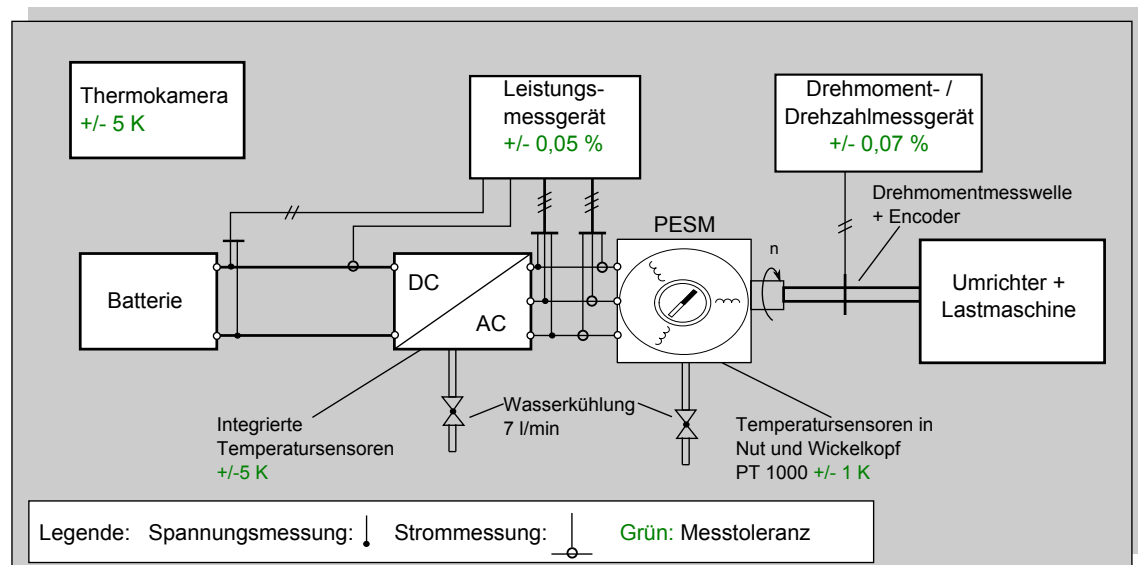
**Ziel** des nachfolgenden Kapitels ist es, ausgewählte Simulationsergebnisse am Beispiel des bestehenden Antriebsdemonstrators (Gesamtsystem) zu präsentieren und die Verlustleistungsbilanz der Simulation mit realen Messungen abzugleichen. Dadurch kann die Genauigkeit der Simulationsergebnisse bewertet werden. Toleranz und Fehlereinflüsse durch die Messbedingungen werden ebenfalls diskutiert.

## 6.1 Aufbau des Messsystems

In Abbildung 6.1 ist der Versuchsaufbau zur messtechnischen Bestimmung folgender Systemgrößen dargestellt:

- Leistungsaufnahme im Bordnetz
- Leistungsaufnahme der Maschine
- Mechanische Abgabeleistung
- Drehzahl und Drehmoment
- Aufteilung der Systemverluste
- Systemwirkungsgrade
- Temperaturen in Maschine, Umrichter sowie Verbindungstechnik.

Der Aufbau des Versuchsstands ist in Abbildung 2.7 im Kapitel 2.3.1 genauer erläutert. Die Belastung des Antriebsstrangs erfolgt mit einer Lastmaschine. Die zur indirekten Messgrößen-Bestimmung bzw. Simulation genutzten Hauptparameter sind in der Tabelle 6.1 dargestellt.



Quelle: in Anlehnung an [8, S.51]

Abbildung 6.1: Messaufbau des Antriebsdemonstrators inklusive Messtoleranzen

Tabelle 6.1: Hauptparameter des Antriebsdemonstrators

Parameter	Daten
Topologie Umrichter	B6-Brücke/3 Halbbrücken
Reglung	Feldorientierte Regelung mit Feldschwächbetrieb
Motortyp	Permanenterregte Synchronmaschine
Topologie Maschine	18 Nuten und 12 Pole
Strangzahl	3
Windungen pro Spule	1
Nennspannung der Versorgung	48 V
Motornennspannung	48 V
mech. Nennleistung	25 kW
Wirkungsgrad Gesamtsystem	> 90 %
Drehzahlbereich	0 - 7000 U/min
Nenndrehzahl	3000 U/min
Nennmoment	80 Nm
Schalter	7 MOSFET's IBP025N10N3 (2,5 mΩ, 100 V) parallel pro Schalter
Zwischenkreis	13 x Nichicon 1mF UHE-Serie (105°C, $I_{ripple} = 65A$ , $ESR = 45m\Omega$ )
AVT	Chip auf DCB gelötet
Kühlung	Wasserkühlung
Strangwiderstand	1,5 mΩ
Induktivität $L_d/L_q$	8,7/12,3 μH
Permanentmagnetfluss	12,4 mWb
Poolpaarzahl	6

## 6.2 Ausgewählte Simulationsergebnisse

In den Abbildungen 6.2, 6.3, 6.4 sind die Ergebnisse der Simulation für die Strombelastung, die Umrichter-Ausgangsspannung, die Verlustleistungsaufteilung an den Einzelkomponenten des Systems und die Wirkungsgradkennlinie in Abhängigkeit vom Drehmoment  $M$  für einen Drehzahlarbeitspunkt von 3000 U/min und eine Zwischenkreisspannung von 48 V dargestellt.

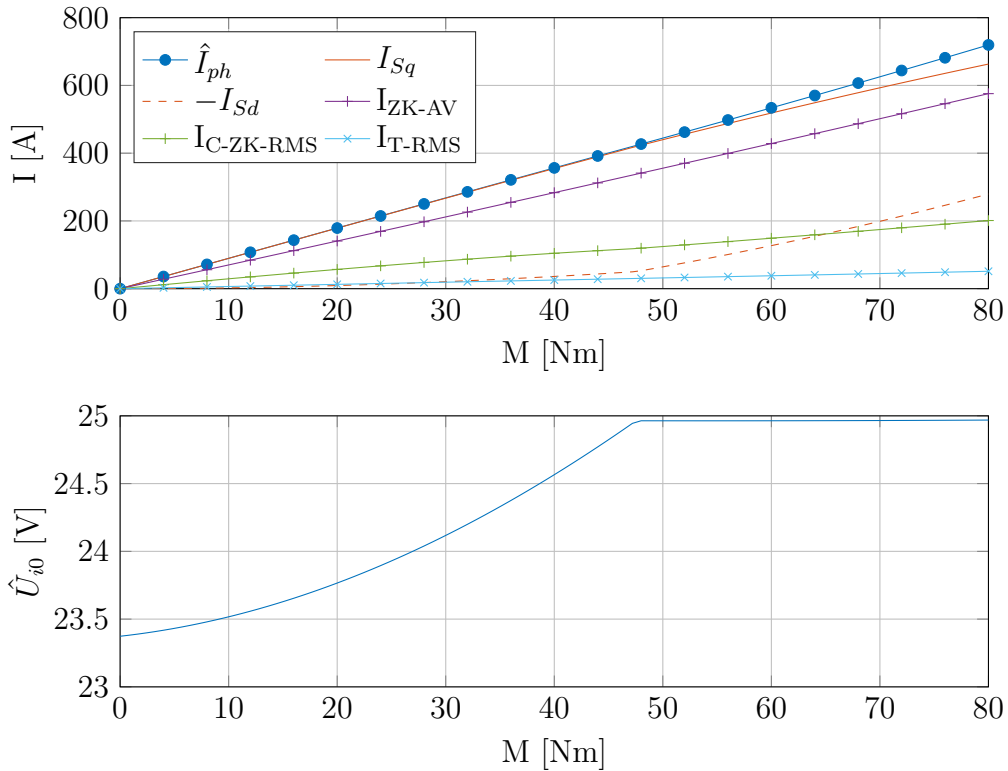


Abbildung 6.2: Strom- und Spannungskennlinien des Antriebs für den Betrieb mit 3000 U/min und  $U_{ZK} = 48$  V,  $I_{T-RMS}$  entspricht dem Strom eines MOSFETs, MTPA-Regelung mit Feldschwäch-Umschaltung

An den Simulationsergebnissen kann man folgende Effekte sehr gut nachvollziehen:

- Die Feldschwächung setzt bereits ab 48 Nm aufgrund der geringen Spannungsreserve bzw. Spannungsabfall an den Leitungen ein.
- Im Feldschwächbetrieb ist die Ausgangsspannung konstant und der Strom  $-I_{Sd}$  steigt stark an.
- Unterhalb der Feldschwächung wird ein geringer Strom  $-I_{Sd}$  für ein zusätzliches Reluktanzmoment eingestellt.
- Im Nennbetrieb wird der größte Verlustanteil durch die Kupferverluste in der Maschine (43% der Gesamtverluste) und die Durchlassverluste des Umrichters bzw. der AVT (35% der Gesamtverluste) umgesetzt.

Die mittlere Gesamtverlustleistung und die Aufteilung auf die Komponenten über

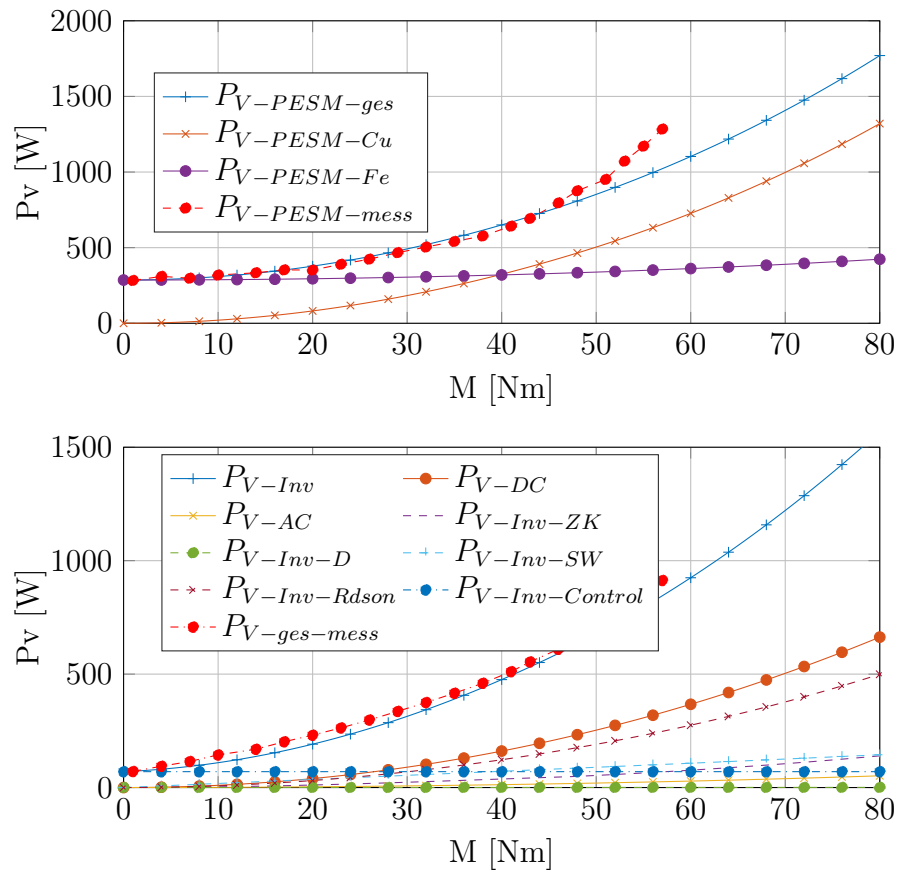


Abbildung 6.3: Verlustleistungskennlinie für den Betrieb mit 3000 U/min und  $U_{ZK} = 48$  V, oben: Maschine, unten: Umrichter

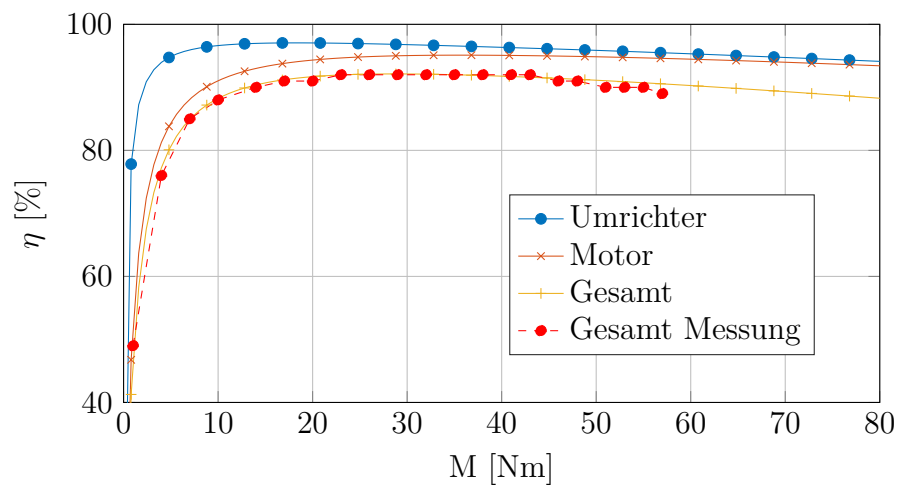


Abbildung 6.4: Wirkungsgradkennlinie für den Betrieb mit 3000 U/min und  $U_{ZK} = 48$  V; Messergebnisse entnommen aus [8]

den NEFZ- sowie den FZ1-Fahrzyklus ist in Abbildung 6.5 dargestellt. Es wird ersichtlich, dass ein Großteil der Verluste durch die Leerlaufverluste der Maschine (Reibungsverluste, Hystereseverluste) zustande kommen. Die Durchlassverluste des Umrichters sind etwa doppelt so groß wie die Schaltverluste. Durch die Fahrzyklusanalyse ergeben sich folgende weitere wichtige Kenndaten für den NEFZ:

- die mittlere Gesamtverlustleistung über den Fahrzyklus beträgt 621 W
- der mittlere Wirkungsgrad beträgt 81 %
- maximale Chip-Temperatur 120 °C
- maximale DCB-Temperatur (Unterseite) von 102 °C
- Hotspottemperatur  $T_h$  des Kondensators (13 x Nichicon 1,2 mF) max. 132 °C
- maximale Case-Temperatur  $T_c$  des Kondensators 95 °C
- Lebensdauer des Zwischenkreiskondensators LD=3.400 h

Für die Anwendung des Umrichters in einem reinen Fahrantrieb kann diese Auslegung der Lebensdauer zu gering sein. Die Gesamtlebensdauer beträgt in der Regel bei automotive Anwendungen zwischen 6.000 und 9.000 Stunden. Der Temperaturhub von maximal 37 K im Kern des Kondensators ist nicht im zulässigen Bereich. Von vielen Herstellern wird ein maximaler Temperaturhub von 20 K im Kern als zulässiger Wert angegeben. Die Auslegung des Zwischenkreises ist daher für den Fahrzyklus und die angenommene Umgebungstemperatur von 90 °C nicht ausreichend.

Die detaillierte Darstellung der Strom-/ Spannungs- und Temperaturprofile ist im Anhang A8 auf S. 193 zu finden.

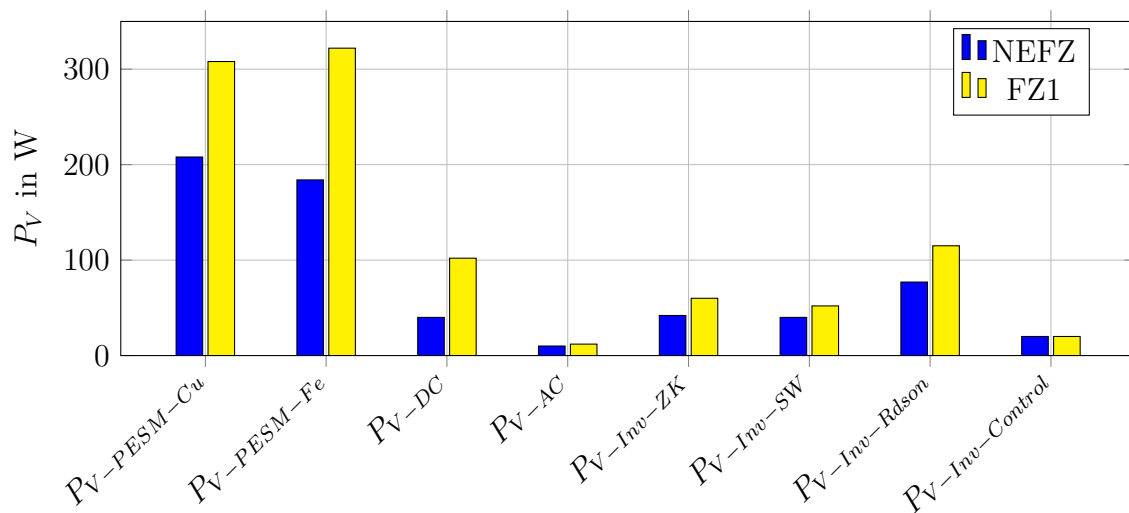


Abbildung 6.5: Verlustleistungsbilanz des Antriebs für den gesamten einfachen NEFZ/FZ1-Fahrzyklus bei  $U_{ZK} = 48 \text{ V}$

### 6.3 Abgleich der Simulation mit den Messergebnissen

In den Diagrammen 6.3, 6.4 sind ebenfalls die Messergebnisse der Gesamtverlustleistungen von Maschine und Umrichter sowie der Systemwirkungsgrad dargestellt. Der Vergleich zwischen gemessenen und simulierten Verlustleistungskurven zeigt eine sehr gute Übereinstimmung. Lediglich die gemessene Maschinenverlustleistung weicht bei größeren Drehmomenten ab  $M > 50 \text{ Nm}$  von der simulierten Kurve ab. Dies liegt am Spannungseinbruch der Batterie im Feldschwäcbereich. Vom realisierten Antriebssystem wird ein maximaler Wirkungsgrad von 92% bei einem Drehmoment von 25 Nm und einer Drehzahl von 3000 U/min erreicht.

Eine reine Bewertung des Simulationsergebnisses auf Basis der Gesamtverluste bzw. des Wirkungsgrades führt zu keiner guten Bewertung der Simulationsergebnisse, da sich Teilfehler oft kompensieren und das Gesamtergebnis scheinbar richtig ist. Daher wird im Folgenden die genaue Verlustleistungsbilanz aus Simulation und Messung nach den Bestandteilen gemäß Tabelle 6.2 aufgestellt.

Die angenommene Toleranz ergibt sich aus dem Temperaturdrift und der daraus resultierenden Widerstandsänderung der Maschine, des Umrichters (AVT und  $R_{Dson}$ ) und den Kabeln im Verlauf einer Messung (vgl. Gleichung 6.1). Dadurch entstehen wesentlich größere Toleranzbereiche als die reinen Toleranzen durch die Messgeräte. Hinzu kommt eine weitere Fehlerfortpflanzung durch die größtenteils indirekte Bestimmung der Messgrößen.

$$R(\Delta T) = R_{25} \cdot (1 + \alpha_T \cdot \Delta T) \quad (6.1)$$

Tabelle 6.2: Verlustanteile, Art der messtechnischen Bestimmung, Temperaturdrift während einer Messung und der daraus resultierende Toleranzbereich gemäß Gleichung 6.1

Nr.	Kategorie	Art der messtechnischen Bestimmung	$\Delta T$ [K]	Tol. [%]
1	Gesamtverluste Maschine	$P_{V-PESM} = P_{AC} - P_{mech}$	10	5
2	PESM Wicklungen	$P_{V-PESM-Cu} = I_{ph-RMS}^2 \cdot R_{wi}$	10	5
3	PESM Eisen- & Reibungsverluste	$P_{V-PESM-Fe} = P_{V-PESM} - P_{V-PESM-Cu}$	10	5
4	Anschlusskabel PESM	$P_{V-AC} = 3 \cdot I_{ph-RMS}^2 \cdot R_{AC}$	20	10
5	Gesamtverluste Umrichter	$P_{V-Inv} = P_{DC} - P_{AC}$	10	10
6	Durchlassverluste MOSFETs	$P_{V-Inv-Rdson} = 6 \cdot I_{T-RMS}^2 \cdot R_{Dson}$	10	10
7	Ansteuerung- / Regelung	Leerlaufmessung	10	10
8	Schaltverluste, Zwischenkreis, AVT	$P_{V-Inv-SW} =$ $P_{V-Inv} - P_{V-Inv-Rdson} - P_{V-Inv-Control}$	10	10
9	Kabel Batterie-zuleitung	$P_{V-DC} = I_{DC-RMS}^2 \cdot R_{DC}$	20	10
10	Batteriekontakte	$P_{V-Bat} = I_{DC-RMS}^2 \cdot R_{Batt}$	20	10

In Abbildung 6.6 und 6.7 ist der Unterschied zwischen messtechnisch ermittelten Verlustleistungen und simulativ ermittelten Verlustleistungen dargestellt. Die simulativ ermittelten Ergebnisse liegen alle im Toleranzbereich der jeweiligen Messgrößen. Insgesamt liegt das Simulationsergebnis jedoch in den meisten Fällen an der unteren Toleranzgrenze. Im Vergleich zum realen System sind die Simulationsergebnisse insgesamt niedriger aber innerhalb des Toleranzbereichs.

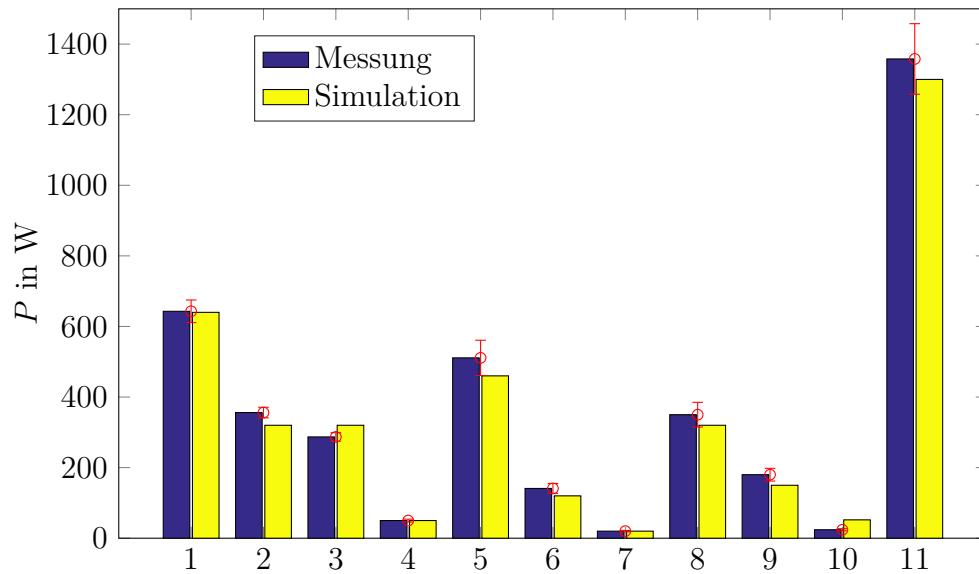


Abbildung 6.6: Simulativ und messtechnisch ermittelte Verlustleistungsbilanz des Gesamtsystems für  $U_{ZK} = 48$  V,  $n=3000$  U/min und  $M=40$  Nm, rot: Fehlerbalken der Messergebnisse, Nummerierung gemäß Tabelle 6.2; Nr. 11 - Gesamtverlustleistung

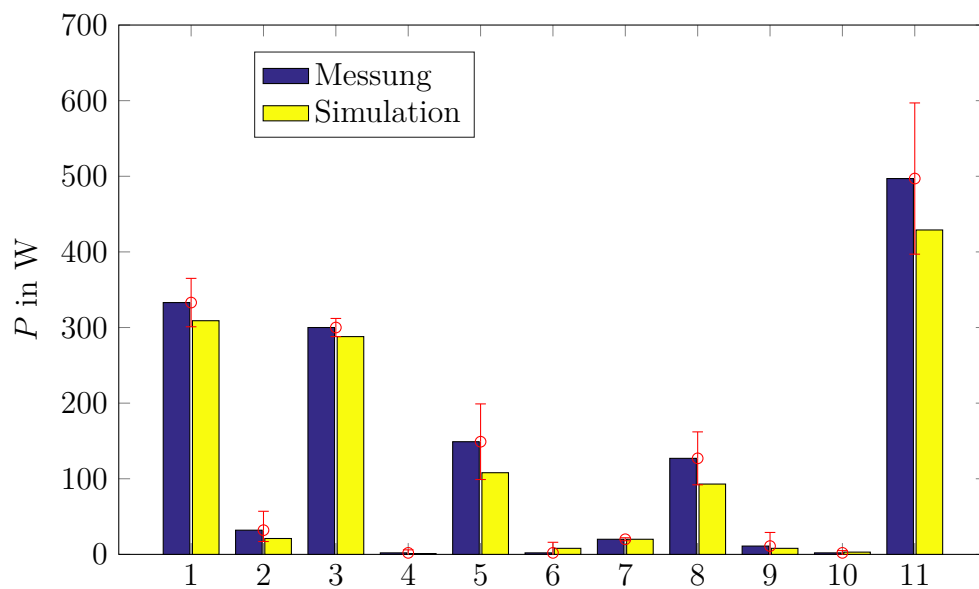


Abbildung 6.7: Simulativ und messtechnisch ermittelte Verlustleistungsbilanz des Gesamtsystems für  $U_{ZK} = 48$  V,  $n=3000$  U/min und  $M=10$  Nm, rot: Fehlerbalken der Messergebnisse, Nummerierung gemäß Tabelle 6.2; Nr. 11 - Gesamtverlustleistung

## 6.4 Diskussion von Mess- und Fehlereinflüssen

Der Abgleich von Simulation und Messung hat insgesamt gezeigt, dass die angenommenen Modelle und Modellvereinfachungen zu hinreichend genauen Ergebnissen führen. Damit ist die aufgebaute Verlustsimulation zur Bewertung von unterschiedlichen Systemansätzen oder zu Parameterstudien sehr gut geeignet. In der Messung des Gesamtsystems haben sich folgende Probleme bzw. Fehler systematischer Natur heraus kristallisiert:

- Messung mit gleichen Anfangs-/Systemzuständen (Zwischenkreisspannung)
- Messung mit gleicher Kühlwassertemperatur und Umgebungstemperatur
- gleiche Motortemperatur (unterschiedlicher Temperaturdrift in Nut und Wickelkopf)
- Drift der Umrichtertemperatur
- Messgerätetoleranzen

Eine weitere Untersuchung von Schaltwandlern mit Magnetbauelementen wurde an dieser Stelle nicht durchgeführt. Die verwendeten Modelle zur Bestimmung der Verluste in Magnetbauelementen wurden bereits in [49] verifiziert.



# Fallbeispiele - Wege zur Erhöhung der Integrationsdichte

---

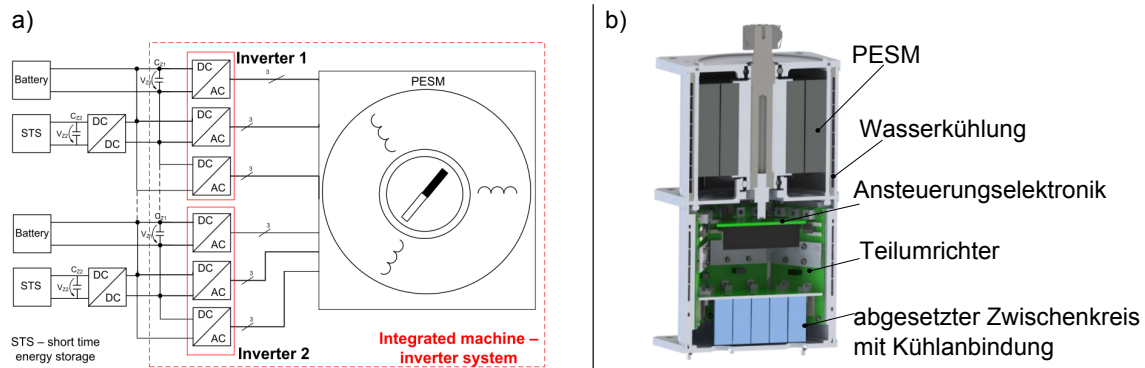
Ziel des Kapitels ist es, praktische Anwendungsbeispiele für die erarbeitete Optimierungsmethodik aufzuzeigen. Als Untersuchungsgegenstand wurde eine Bauraumoptimierung und eine Topologieoptimierung (Spannungsebene) für einen Antriebsumrichter ausgewählt. Diese Aufgabenstellungen wurden im Kapitel 2.5 als interessanter Forschungsgegenstand identifiziert. Ein weiteres Kapitel wird der Effizienz/Bauraum Optimierung eines DC-DC-Wandlers gewidmet. Auch dieses Problem stellt eine typische aktuelle Aufgabenstellung im Bereich der Leistungselektronik dar. Auf Basis der Ergebnisse sollen wesentliche Dimensionierungskriterien und Einflussfaktoren diskutiert werden.

## 7.1 $\eta - \rho - \sigma$ -Optimierung eines Antriebsumrichters

### 7.1.1 Beschreibung des zu untersuchenden Systems

In folgendem Fallbeispiel soll ein 48 V/5 kW Umrichter hinsichtlich einer höheren Integrationsdichte und Effizienz optimiert werden. Die Einsatzmöglichkeiten eines solchen Umrichters sind vielfältig. Er kann sowohl als Umrichter für Nebenaggregate im Fahrzeug als auch als mehrfachkaskadierter Traktionsumrichter gemäß Abbildung 7.1 eingesetzt werden.

Die Nenndaten des dargestellten integrierten Antriebssystems orientieren sich an den im Kapitel 2.2.3/Abbildung 2.6 erarbeiteten Anforderungen eines Kleinfahrzeugs. Die mech. Spitzenleistung beträgt 30 kW, die Nenndrehzahl beträgt 3000 U/min und das Nennmoment 80 Nm. Für den Fahrtrieb wird eine feste Getriebeübersetzung (5,3) gewählt, so dass mit dem Fahrtrieb eine Geschwindigkeit von 120 km/h erreicht werden kann. Die Vorzüge des Antriebs sind:



Quelle: [15]

Abbildung 7.1: a) Blockschaltbild parallelkaskadierter Umrichter mit zweifacher Bordnetzanbindung, b) praktische Realisierung (3D-Modell) des kaskadierten Umrichters

- 48 V SELV System mit reduziertem Isolationsaufwand
- keine Isolationsüberwachung notwendig
- hohe erreichbare Systemeffizienz durch Mehrfachkaskadierung und zweifache Bordnetzanbindung
- Redundanz (theoretisch ist der Betrieb mit einem Teilumrichter möglich)
- minimale Kabellänge zwischen Umrichter und Maschine
- Nutzung des gleichen Kühlkreislafs
- zusätzliche Anbindung eines Kurzzeitenergiespeichers (STS, z.B. Superkondensator, Schwungradspeicher)
- Zwischenkreisminimierung (Strombelastung/Volumen) durch Versatz der Ansteuersignale
- Mehrfachnutzung der Leistungselektronik.

Details zum Systemkonzept und Topologievergleich sowie zum mechanischen/thermischen und elektrischen Design sind in [15], [71] und [72] dargestellt.

Die eingesetzte PESM wurde auf den Nennarbeitspunkt von  $n_{nenn} = 3000 \text{ U/min}$  und  $M_{nenn} = 80 \text{ Nm}$  dimensioniert und optimiert. Das resultierende Design ist in Abbildung 7.1 b) dargestellt. Die Maschine ist mit einem Rotor, bestehend aus 12 NdFeB Magneten realisiert, um eine hohe Leistungsdichte zu erreichen. Für die 18-Phasen sind entsprechend 18 Nuten für die Einbringung der konzentrierten Wicklungen vorgesehen. Pro Spule ergeben sich 8 Windungen.

Die technische Realisierung des zu untersuchenden Referenzumrichters  $D^*$  wurde bereits kurz im Kapitel 2.4.1/Abbildung 2.16 a) vorgestellt. Der Teilumrichter hat folgende wesentliche Kenndaten:

- Zwischenkreisspannung: 48 V
- elektrische Nennleistung: 5 kW
- Nennphasenstrom (rms): 83 A
- Schaltfrequenz: 16 kHz

- Kühlung: Wasserkühlung
- Aufbau und Verbindungstechnik: PCB mit 4 Lagen a 105  $\mu\text{m}$  Kupferdicke.

Probleme bzw. Nachteile des Designs rühren von der separaten Zwischenkreisanbindung her. Einerseits ist ein zusätzlicher Keramikzwischenkreis auf den Teilumrichterplatten notwendig, andererseits wird durch die zusätzliche Platine mehr Systemvolumen benötigt.

Es soll in nachfolgenden Untersuchungen die Integrationsdichte des Systems weiter erhöht werden. Hierfür wird die in Kapitel 5 erläuterte Methodik angewendet.

## 7.1.2 Durchführung der Optimierung

**Schritt 1** - Definition eines Referenzdesigns und Bestimmung des Lösungsraums (vgl. Abbildung 5.1 - Bauelementevorauswahl ):

Die Kernbauelemente des Referenzsystems  $D^*$  gemäß Abbildung 2.16 a) und die geplanten Variationen (Lösungsraum) sind in Tabelle 7.1 zusammengefasst. Weiterhin werden die aktuell in Entwicklung befindlichen GaN-Schalter in die Betrachtung mit aufgenommen. Dadurch können Besonderheiten bzw. Vor- und Nachteile dieser neuen Schaltertechnologie aufgezeigt werden. Für die nachfolgende Optimierung werden nur Komponenten- und keine Parametermodifikationen vorgenommen.

Tabelle 7.1: Daten des Referenzdesigns  $D^*$  und geplante Modifikationen (Lösungsraum -  $\Gamma$ ),  $\Sigma$  - Anzahl der Modifikationen

Komponente	Referenzdesign $D^*$	Modifikationen (Lösungsraum)	$\Sigma$
MOSFET	IPT015N10N5	$A_{chip}$ , Si, GaN	5
Kondensator	2 x 1.2 mF TDK BF41691 (21 x 49) mm	Hersteller	5
Stromsensorik	Hall-Sensor ACS785	Hall-Sensor, ext./integr. Shunt	2
Gate-Treiber	Level-Shifter	Magnetokoppler	2
Hilfsversorgung	Bootstrap	DC/DC Wandler	2
PCB	Standard mit 105 $\mu\text{m}$	keine	0

**Schritt 2/3** - Erstellung der Datenmatrix und Definition des Optimierungsproblems (vgl. Abbildung 5.1 - innere Iterationsschleife: Simulation, Bewertung):

In diesem Schritt wird die Gütefunktion  $Q = \Delta\eta$  definiert. Die weiteren Nebenbedingungen für die Optimierung sind:

- Bedingung C1: max. Kostenerhöhung 0%
- Bedingung C2: min. Leistungsdichte 10 kW/l (Umrichter ohne Antrieb)

Die Volumenberechnung des Teilumrichters ergibt sich nach Gleichung 7.1. Es werden die Flächen der Einzelkomponenten aufaddiert und mit der Höhe der Zwischenkreiskondensatoren  $h_{max}$  multipliziert. Da sich in der praktischen Realisierung nicht die komplette Fläche nutzen lässt, wird ein typischer Faktor zur Berücksichtigung

von nicht nutzbaren Freiflächen  $K_A$  eingeführt. In die Bewertung geht kein Kühlsystem, Regelsystem bzw. EMV-Filter mit ein. Die interessanten möglichen Systemvorschläge werden zusätzlich als 3D-Prototyp modelliert und somit die Realisierbarkeit bzw. Integrierbarkeit gemäß V-Modell (vgl. Abbildung 2.4) geprüft.

$$V_{sys} = K_A \cdot \left( \sum_i A_i \right) \cdot h_{max} \quad \text{mit} \quad K_A = 1, 2 \quad (7.1)$$

Für die Bestimmung der Kosten werden die im Kapitel 5.5 dargestellten Ansätze gewählt und eine typische Kostenverteilung gemäß Abbildung 7.2 für das Gesamtsystem angesetzt. Das Referenzsystem wird auf 100 Kostenpunkte festgesetzt. Auf dieser Basis können die Änderungen der Gesamtsystemkosten durch die Teilsystemmodifikation bestimmt werden.

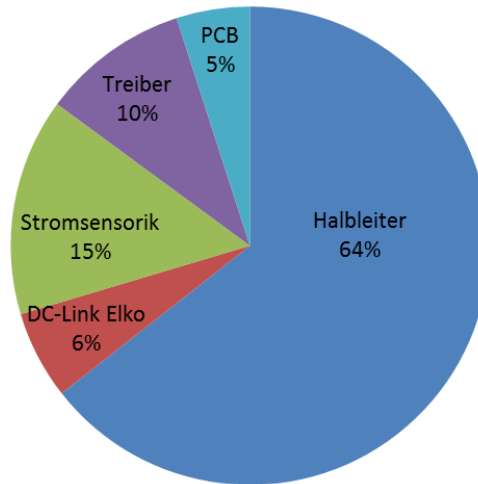


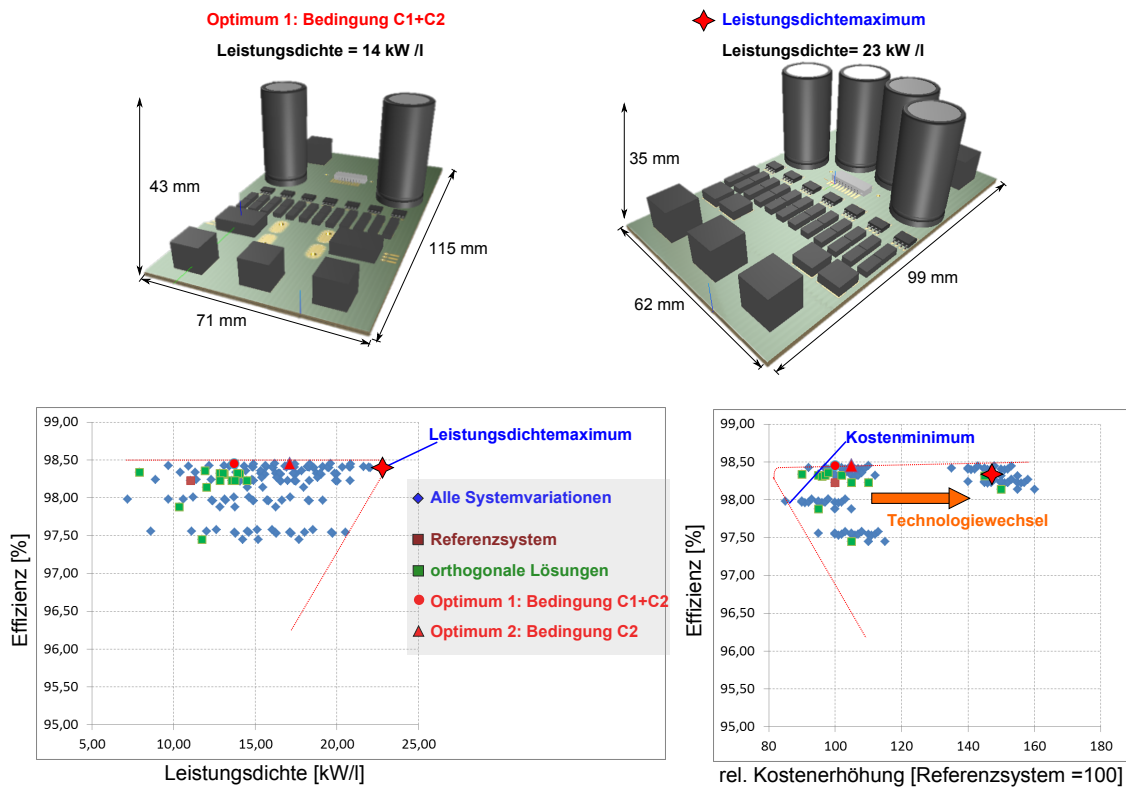
Abbildung 7.2: Umrichter-Kostenverteilung basierend auf Distributorangaben (Mindestbestellmenge > 10.000) und der in [37, S. 103 ff.] erarbeiteten relativen Kosten, ohne Betrachtung der Ansteuerungs- und Regelungselektronik

**Schritt 4** - Durchführung der Optimierung (vgl. Abbildung 5.1 - Optimierung):

Nachfolgend wird die MILP-Optimierung als auch die klassische Pareto-Optimierung nach [67] zum Vergleich durchgeführt. Die Ergebnisse der verschiedenen Ansätze sind in den Diagrammen 7.3 zu sehen. Jeder Punkt steht für ein konkretes physikalisches Design.

Die blauen Punkte sind alle möglichen Lösungen, welche sich durch die zulässigen Kombinationen der Lösungsvariablen  $x_i$  ergeben (direkte Lösungsberechnung, vgl. Beispiel Tabelle 1.1). Für die MILP sind im Gegensatz nur die grünen Punkte notwendig. Es ist ersichtlich, dass eine deutlich reduzierte Anzahl an Lösungskombinationen simuliert werden muss. Die roten Punkte stellen jeweils das Optimum für die Berücksichtigung unterschiedlicher Nebenbedingungen dar. Außerdem ist der

Punkt der maximalen Leistungsdichte und der minimalen Kosten dargestellt. Die rot markierte Linie stellt die Pareto-Front als Grenze aller möglichen technischen Realisierungen dar. Die charakteristische Eigenschaft von pareto-optimalen Lösungen ist, dass es nicht möglich ist, die Effizienz  $\eta$  zu verbessern, ohne die Leistungsdichte  $\rho$  zu verschlechtern. Anhand der Pareto-Linie ist es möglich, verschiedene Eigenschaften des untersuchten Systems zu identifizieren. Eine mögliche nützliche Eigenschaft ist die Sensitivität der Pareto-Front (vgl. [67]).



Quelle: [3]

Abbildung 7.3:  $\eta - \rho - \sigma$  - Diagramm der untersuchten Umrichtermodifikationen @ 48 V DC-Spannung & Nennlast; 3D-Modell der möglichen Lösungen für Leistungsdichtemaximum und Optimum  $Q = \Delta\eta$  unter den Randbedingungen C1 und C2; rote Linie - symbolische Kennzeichnung der ermittelten Pareto-Front

Die Ergebnisse sind für unterschiedliche aktive Nebenbedingungen in Tabelle 7.2 und Abbildung 7.3 dargestellt. Eine Realisierung mit maximaler Leistungsdichte und ohne Kostenbetrachtung ergibt eine Lösung mit der GaN-Technologie. Für diese Technologie sind aktuell höhere Kosten (etwa 150% im Vergleich zu  $D^*$ ) einzuplanen. Diese ergeben sich aus dem Vergleich der notwendigen Chipfläche und den Kosten pro Chipfläche (vgl. Abbildung 7.4).

Tabelle 7.2: Ergebnisse für unterschiedliche aktive Nebenbedingungen

Komponente	Bedingungen C1 + C2	Bedingung C2 - max. Leistungsdichte
MOSFET	8 x OnSemi FDMD 851000	4 x EPC 2022 (GaN)
Kondensator	2 x Kemet PEG/PEH225 L-Case	4 x Kemet PEG/PEH225 L-Case
Stromsensorik	SMD Shunt + $\Delta\Sigma$ Converter	
Gate-Treiber	Level-Shifter	
Hilfsversorgung	Bootstrap	
PCB	Standard mit 105 $\mu m$	

### 7.1.3 Diskussion der Ergebnisse

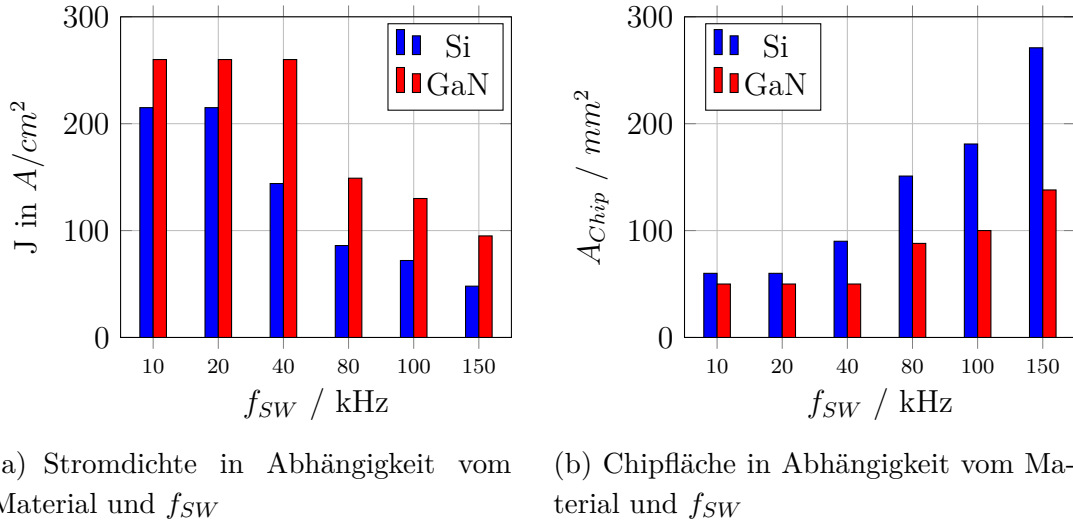
#### Gegenüberstellung von GaN- und Si-Leistungshalbleitern:

Die möglichen Einsatzgebiete der GaN-Technologie werden aktuell in internationalen Fachtagungen und Nutzerforen stark diskutiert. Das Resultat der vorliegenden Untersuchungsergebnisse zeigt, dass mit den untersuchten Bauelementen eine deutlich höhere Leistungsdichte erzielt werden kann. Die notwendige Chipfläche beim Wechsel von Si auf GaN wird nur marginal reduziert (ca. 3% - dies zeigt sich auch beim Vergleich der flächenspezifischen Widerstände vgl. Tabelle 2.6). Der größte Anteil der Flächenreduktion wird hier durch das „Bare-Die“-Package mit direkter Lötanbindung realisiert. Dieses vorteilhaftere Package entsteht durch den lateralen Aufbau des GaN-Schalters. Drain- und Source-Kontakt des Chips liegen auf einer Ebene (siehe Abbildung 2.23 f). Der deutliche Vorteil von GaN-Schaltern zeigt sich vor allem bei Anwendungen mit größeren Schaltfrequenzen und Schaltgeschwindigkeiten. Im Rahmen der Antriebstechnik ergeben sich diese Anwendungen insbesondere bei Hochdrehzahl-Maschinen am 48 V Bordnetz (z.B. elektrischer Turbolader). Bedingt durch die niedrigen Spannungen und die eingesetzten NdFeB-Magneten (großer magnetischer Fluss  $\Psi$ ) muss die Maschine eine sehr kleine Windungszahl (typ. 1) haben. Dadurch hat die Maschine eine sehr kleine Wicklungsinduktivität. Um den Stromrippel möglichst gering zu halten, wird eine größere Schaltfrequenz (z.B. 100 kHz) benötigt. In Abbildung 7.4 ist die Stromdichte und die notwendige Chipfläche von Si- und GaN-Schaltern gegenüber der Schaltfrequenz  $f_{SW}$  aufgetragen.

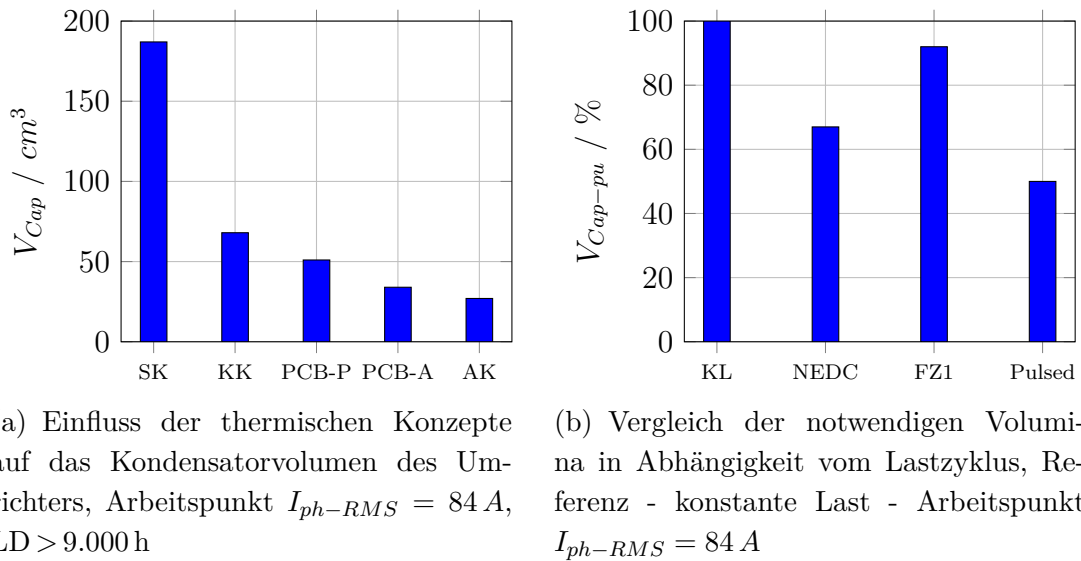
Für  $f_{SW} > 100 \text{ kHz}$  macht der Einsatz eines GaN-Schalters nicht nur aus technischer Sicht, sondern auch aus wirtschaftlicher Sicht einen Sinn. Die notwendige Chipfläche wird halbiert. Unter der Annahme  $\sigma_{rel-GAN} < 2 \cdot \sigma_{rel-Si}$  (flächenspezifische Kosten) bringt der Einsatz somit wirtschaftliche Vorteile.

#### Reduktion des Zwischenkreisvolumens:

Ein weiterer interessanter Aspekt ist der Einfluss des Lastzyklus und des thermischen Konzepts auf das Volumen des Zwischenkreiskondensators. Der Einfluss einer passiven und aktiven Kühlung wird in Abbildung 7.5 a) deutlich. Durch das thermische Management kann das Volumen um 85% reduziert werden. Je nach Lastzyklus im Vergleich zur konstanten Verlustleistung ist eine weitere Volumenreduktion um 50% möglich. Für den Antriebsumrichter bedeutet das eine Vergrößerung der Leistungsdichte auf bis zu 22 kW/l.



Abbildungung 7.4: Vergleich der Stromdichten und Chipflächen für unterschiedliche Schaltfrequenzen im Umrichter-Arbeitspunkt  $I_{ph-RMS} = 84 A$  und maximaler Übertemperatur von  $\Delta T_{j-HS} = 25 K$ ;  $U_{ZK} = 48 V$ ; PCB-Aufbau; Stromdichteeinbruch ab 80kHz aufgrund größerer Schaltverluste - ganzzahlige Skalierung der Chips diskreter Bauelemente



Abbildungung 7.5: Vergleich der notwendigen Zwischenkreiskondensatorvolumina in Abhängigkeit des Lastzyklus und der thermischen Anbindung, SK - Standardkondensator, KK - Hochstromkondensator\*, PCB-P Hochstromkondensator\* mit 50x50 mm<sup>2</sup> Platinenkühlfläche, PCB-A Hochstromkondensator\* mit Kühlanbindung über die Platine, AK Hochstromkondensator\* mit direkter Kühlanbindung; Simulationsergebnisse zum Vergleich der Lastzyklen siehe Anhang A9 auf S. 196; \*Kemet PEG/PEH 225 gemäß [56]

## 7.2 Optimierung der Systemspannungsebene eines Fährantriebs

### 7.2.1 Vorgehensweise und Vergleichsbasis

Die Spannungsebene des elektrischen Traktionsantriebes ist prinzipiell frei wählbar. Das System kann hinsichtlich der definierten Gütekenngößen, unter Variation der Systemspannung, optimiert werden. In diesem Kapitel soll der Einfluss der Spannungsebene eines skalierbaren 25 kW Antriebs (siehe Abbildung 7.1) untersucht werden.

Der simulative Systemvergleich wird mit den für die Spannungsebene erhältlichen „Best-in-Class“ Halbleitern der neuesten Generation der Hersteller Infineon, Gan-Systems Inc. und EPC durchgeführt. Die Schaltertechnologien der WBG-Materialien SiC und GaN werden in die Betrachtung aufgenommen. Die gewählte Spannungsebene der Leistungsschalter beträgt mit einer Spannungsreserve  $U_{max} \geq 1,5 \dots 2 U_{ZK}$ . Die Ermittlung der Stromklasse und der Parallelschaltung der Leistungsschalter erfolgt mit der maximalen Übertemperatur von  $\Delta T_{j-HS} = 40 \text{ K}$ .

Die ausgewählten Leistungsschalter und deren Parameter sind in Tabelle 7.3 dargestellt. Für IGBTs werden Module verwendet, da diskrete IGBT-Bauelemente nicht für den Einsatz im Antriebsumrichter ausgelegt sind (typ. sind diese ohne Freilaufdiode). Hierfür stehen Module mit thermisch gekoppelten leistungsfähigen antiparallelen Dioden zur Verfügung. Es wird an dieser Stelle davon ausgegangen, dass die Maschine in ihren konstruktiven Abmessungen unabhängig von der Spannungsebene ist. Ein weiterer Ausgangspunkt ist die Annahme eines konstanten Nutfüllfaktors und einer AC-verlustminimierten Wicklung. Auf Basis dieser Festlegungen können die Daten der 50 V Maschine über die Spannungsebenen gemäß folgender Formeln skaliert werden:

$$k = \frac{U_{S-xV}}{U_{S-50V}} \quad (7.2)$$

$$R_{S-xV} = k^2 \cdot R_{S-50V} \quad (7.3)$$

$$L_{dq-xV} = k^2 \cdot L_{dq-50V} \quad (7.4)$$



Tabelle 7.3: Ausgewählte Halbleiter für die Spannungsebenen und ihre wichtigsten Parameter

$U_{zk}$ [V]	Typ Nr.	AVT	Technologie	n	$U_{T-max}$ [V]	$R_{DSon}/R_{CE}$ [mΩ] @125 °C	$V_{CE-sat}$ [V] @150 °C	$C_{rss}$ [pF] @0V	$E_{on}$ [mJ]	$E_{off}$ [mJ]	$I_{ref}$ [A]	$U_{ref}$ [V]	$U_F$ [V]	$Q_{rr}/Q_{oss}$ [nC]	$R_{thj-C}$ [K/W]
50	IP015N10	PG-HSOF	OptiMOS™ <sub>5</sub>	6	100	2,4	-	1500	0,21	0,44	100	50	1,20	316	0,4
50	FDM85100	Half Bridge 5x6	Trench MOS	33	100	18,7	-	200	0,01	0,09	100	50	1,30	85	2,5
50	GS61008P	GaN	GaN	20	100	14,0	-	150	0,01	0,07	100	50		35	0,6
50	EPC2022	GaN	GaN	20	100	5,4	-	300	0,02	0,12	25	50		107	
100	IP059N15N3	PG-HSOF	OptiMOS™ <sub>3</sub>	6	150	11,8	-	900	0,81	0,35	155	100	1,20	478	0,4
150	IP111N20NFD	PG-HSOF	OptiMOS™ <sub>3</sub>	6	200	22,5	-	700	0,60	0,45	96	150	1,20	309	0,4
200	IP210N25NFD	PG-HSOF	OptiMOS™ <sub>3</sub>	7	250	42,0	-	700	0,76	0,60	69	200	1,20	406	0,4
300	IP65R033G7	PG-HSOF	CoolMOSCT™ <sub>7</sub>	5	650	80,0	-	3	3,69	0,09	22	300	0,80	9000	0,3
350	GS66508B	GaN	GaN	6	600	126,0	-	70	0,05	0,14	22	350		57	0,6
400	FS50R06KE3	Modul	IGBT3	1	600	16,6	1,7	95	0,43	1,70	50	300	1,50	3950	0,8
800	FS25R12KT3	Modul	IGBT3	1	1200	4,2	2,15	64	2,50	2,90	25	600	2,15	4900	0,2
800	IMZ120R045M1	SiC	CoolSiC™	2	1200	90,0		18	0,55	0,09	10	800	1,20	400	0,7
1000	FS50R17KE3	Modul	IGBT3	1	1700	31	2,45	150	16,00	15,50	50	900	2,20	24600	0,4

## 7.2.2 Simulationsergebnisse für verschiedene Halbleitermaterialien

Abbildung 7.6 stellt einen Überblick über die simulierten Halbleiterverluste auf den einzelnen Spannungsebenen für unterschiedliche Halbleiter-Technologien und Betriebspunkte dar. Für Si-Bauelemente ist ersichtlich, dass die Nutzung eines 200 V Si-MOSFETs mit einer Zwischenkreisspannung von  $U_{ZK} = U_{bat} = 150$  V sowohl im Nenn-, als auch im Teillastbereich ein Optimum darstellt. In dieser Spannungsebene treten geringe Schaltverluste (ca. 100 W) und mittlere Durchlassverluste (ca. 300 W) im Nennlastbetrieb auf. Aus weiteren Untersuchungen (vgl. [73]) werden folgende Ergebnisse abgeleitet:

- die Maschinenverluste bleiben über den Spannungsbereich annähernd konstant (Skalierung der Maschinendaten, gleicher Nutzfüllfaktor)
- die Halbleiterverluste dominieren das Systemverhalten
- für untersuchtes Kleinfahrzeug (900 kg) ist der Teillastbetrieb dominierend
- in niedrigen Spannungsebenen (12 V ... 48 V) mit großen Strömen nehmen die Verluste der AVT etwa 40. . . 50 % der Gesamtverluste im Nennbetrieb ein.

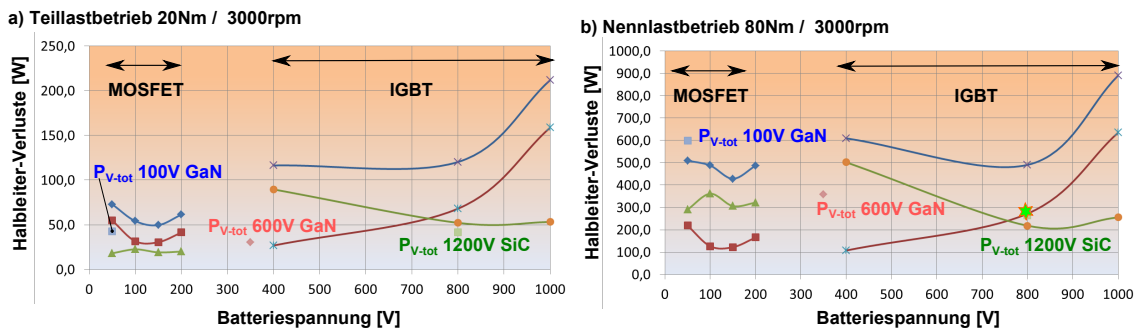


Abbildung 7.6: Halbleiterverluste des 25 kW Umrichters für die untersuchten Spannungsebenen unter Teillast und Nennlast mit  $f_{SW} = 16$  kHz; rot - Schaltverluste, grün - Durchlassverluste, blau - Gesamtverluste; betrachtete Halbleiter gemäß Tabelle 7.3; FDMD85100, GS61008P sind nicht dargestellt

Haben die Verluste der AVT keinen signifikanten Einfluss (typ. oberhalb 100 V), dann reicht prinzipiell die Untersuchung der Halbleiter. Eine erweiterte Betrachtung von WBG-Bauelementen zeigt, dass die 100 V bzw. 600 V GaN-Schalter 50 % geringere Verluste vor allem im Teillastbereich im Vergleich zu Si-Bauelementen aufweisen. Die 600 V und 100 V Bauelemente erzielen im Teillastbetrieb ein ähnlich gutes Ergebnis. Die beste Effizienz im Nennlastbetrieb wird mit dem 800 V System mit 1200 V SiC-MOSFETs erreicht. Die Halbleiterverluste liegen bei 25 kW Antriebsleistung bei gerade 280 W. Die Betrachtung des Effizienz-/Leistungsdichte-Diagramms gemäß Abbildung 7.7 zeigt, dass mit den SiC-Bauelementen die doppelte Leistungsdichte, mit GaN-Bauelementen eine um den Faktor 1,2 größere Leistungsdichte im Vergleich zu Si-MOSFETs erzielt werden kann.

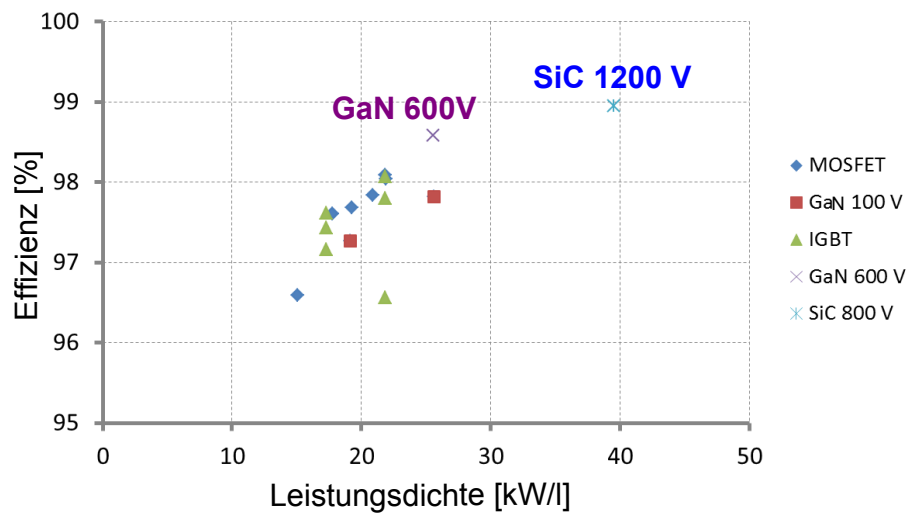


Abbildung 7.7: Effizienz-/Leistungsdichte-Diagramm des Umrichters für Nennleistung und unterschiedliche Spannungsbereiche

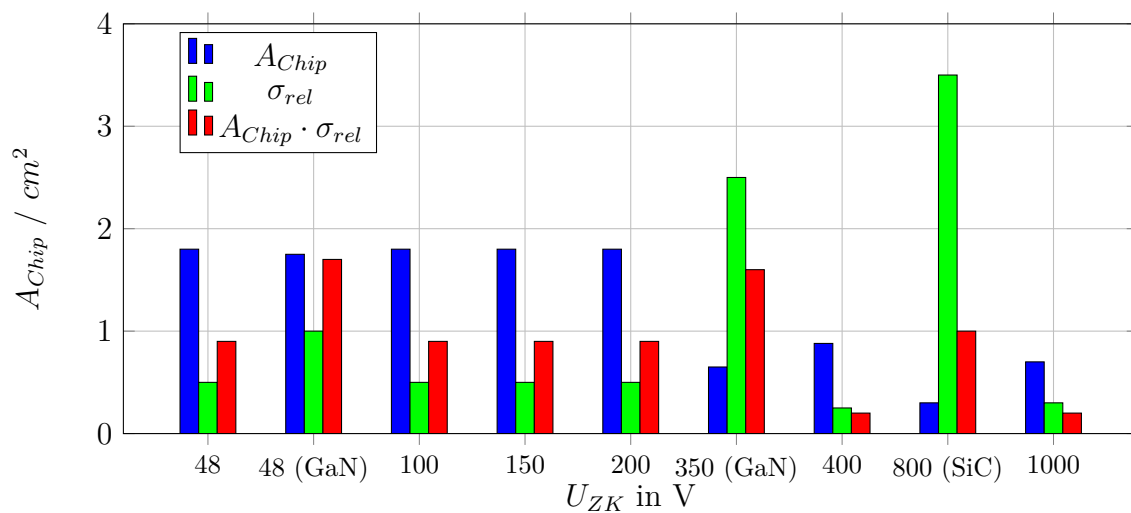


Abbildung 7.8: Exemplarischer Vergleich der notwendigen Chipfläche, relativen (spezifischen) Kosten der Halbleiter für den untersuchten 25 kW Umrichter mit  $f_{SW} = 16$  kHz; Berechnung der notwendigen Chipfläche über eine maximale Übertemperatur von  $\Delta T_{j-HS} = 40$  K (Grundlagen thermische Berechnung Leistungsmodule, siehe [34, S. 82, 83])

Die Ergebnisse der Untersuchungen bezüglich der notwendigen Chipfläche als Faktor für die Wirtschaftlichkeit der Lösung ist in Abbildung 7.8 dargestellt. Die kostengünstigste Si-Lösung wird mit einer Systemspannung von 400 V (600 V IGBT) erreicht. Dies spiegelt sich auch an den am Markt etablierten Antriebssystemen wider. Im Kostenvergleich zwischen SiC- und GaN-Bauelementen schneidet die 800 V Lösung mit 1200 V SiC-MOSFETs besser ab. Dies liegt an der um 50 % geringeren notwendigen Chipfläche gegenüber des 350 V Systems.

### 7.2.3 $\eta - \rho - \sigma$ -Optimierung des Gesamtsystems

Im nächsten Schritt wird das Gesamtsystemverhalten hinsichtlich Effizienz, Leistungsdichte, Kosten und Systemsicherheit unter Variation der Spannungsebene, der Halbleitertechnologie, des Systemansatzes und der Fahrzyklen bewertet. Die Güte des Systems wird gemäß Gleichung 5.56 bestimmt. Die Normierung der Kosten erfolgt unter Nutzung des 50 V Referenzsystems. Der Einsatz von zusätzlichen Sicherheitssystemen wird dabei ebenfalls berücksichtigt.

Es zeigt sich, dass die 350 V GaN-Lösung hinsichtlich der Effizienz und unter Berücksichtigung eines gesamten Fahrzyklus, die beste Lösung darstellt. Diese Aussage deckt sich mit dem Ergebnis aus Abbildung 7.6. Dies ist mit der großen Häufigkeit von Arbeitspunkten geringerer Leistung (vgl. Abbildung 2.6) zu erklären. Die Betrachtung der Güte zeigt, dass die 800 V SiC-Lösung im Vergleich über alle Kriterien die beste Lösung für den 25 kW Antrieb ist. Unter Annahme eines skalierbaren Systems lässt sich dieses Ergebnis für größere Leistungsklassen übertragen.

Tabelle 7.4: Zusammenfassung der Daten für die Spannungsebenen, Leistungsdichte, rel. Kosten, Wirkungsgrad, Systemsicherheit, Güte; Gewichtungsfaktoren für Güteberechnung:  $g_\rho = 1, g_\sigma = 1, g_{\eta-FZ1} = 1, g_{\eta-NEDC} = 1$ ; Gütekennzahl Q im Bereich 0...100

$U_{Batt}$ [V]	$\rho$ [kW/l]	$\sigma$ [%]	$\eta_{FZ1}$ [%]	$\eta_{NEDC}$ [%]	$\eta_{max}$ [%] @ 3k rpm	SELV	Güte Q
50	14	100	84,7	81,7	92	+	64
50 (GaN - EPC2022)	21	189	85,4	82,4	92	+	58
50 (Parallelkask.)	14	100	86,2	83,2	92	+	65
100	16	100	87,7	84,7	94	-	67
150	18	100	88,4	85,4	94	-	69
200	20	100	88,4	85,4	91	-	71
350 (GaN - GS66508B)	21	178	89,4	86,4	92	-	62
400	14	22	87,1	84,1	84,1	-	76
800	18	22	85,3	82,3	82,3	-	78
800 (SiC- IMZ120R045M1)	32	111	88,3	85,3	89	-	79
1000	17	22	45	82,1	79,1	-	67

## 7.3 $\eta - \rho - \sigma$ -Optimierung eines zweistufigen DC-DC-Wandlers

### 7.3.1 Systembeschreibung und Durchführung der Optimierung

In nachfolgendem Praxisbeispiel soll der im Kapitel 2.4.2 erarbeitete Full-Bridge-Converter nach den genannten Daten ausgelegt und optimiert werden. Um eine große Leistungsdichte, Effizienz und Systemredundanz zu erzielen, wird ein sechsfach kaskadierter DC-DC-Wandler entwickelt. Die Nennleistung eines Teilkonverters beträgt somit 1 kW. Als Umgebungsbedingungen werden typische Fahrzeugelektronik-Kenngrößen gewählt:

- Umgebungstemperatur  $T_a = 90^\circ\text{C}$
- Kühlung: passiv/Zwangsbelüftung
- Lebensdauer: 9.000 h
- Effizienz: min. 92 %
- Bauvolumen: 4l (min. 1,5 kW/l).

**Schritt 1** - Definition eines Referenzdesigns und Bestimmung des Lösungsraums (vgl. Abbildung 5.1 - Bauelementevorauswahl ):

Die Hauptkomponenten von  $D^*$  und die geplanten Variationen (Lösungsraum) sind in Tabelle 7.5 zusammengefasst. Für die nachfolgende Optimierung werden sowohl Komponenten- als auch die Frequenzmodifikationen vorgenommen.

Tabelle 7.5: Daten des Referenzdesigns  $D^*$  und geplante Modifikationen (Lösungsraum -  $\Gamma$ ),  $\Sigma$  - Anzahl der Modifikationen, BBC - Buck-/Boost-Converter, FBC - Full-Bridge-Converter, LBB - Leiterbahnbreite, \*\*äußere Iterationsschleife nach Abbildung 5.1; # Angabe der Abmessung: Außendurchmesser x Innendurchmesser x Höhe in mm

Komponente	Referenzdesign $D^*$	Modifikationen (Lösungsraum)	$\Sigma$
MOSFET BBC	IPT015N10N5	$A_{chip}$ , Si, GaN	2
Drossel BBC #	R12,7x7,62x4,75 / 2 x AWG 18 parallel	Kernvolumen, AWG, n	1
Pr. Schalter FBC	IPT015N10N5	$A_{chip}$ , Si, GaN	2
Trafo FBC	EILP 58	EILP 64, EILP 43, LBB, $n_p$ , $n_s$	2
Sek. Schalter FBC	AUIRLS 3036	$A_{chip}$ , Si, GaN	1
Drossel FBC #	R34,3x23,4x8,89 / 2 x AWG 10 parallel	Kernvolumen, AWG, n	3
PCB	Standard mit 105 $\mu\text{m}$	keine	0
Kühlkörper	Pin Fin mit 38 mm Länge	keine	0
Schaltfrequenz**	80 kHz / 80 kHz	80 kHz ... 640 kHz	50

Abbildung 7.9 zeigt die Daten verschiedener ausgelegter Trafos. Für den EILP 58 Kern wird ersichtlich, dass das Verlustleistungsoptimum bei 320 kHz mit dem Material N97 erzielt wird. Oberhalb dieser Frequenz ist nur mit dem teureren Material N49 eine sehr geringe Verbesserung möglich. Für den Einsatz im Konverter wird jeweils der Trafo mit den niedrigsten Verlusten gewählt. Die Kernform wird durch

drei verschiedene Kerne variiert. Für den kleinen EILP 43 Kern ist eine aktive Kühlung, d.h. thermische Anbindung des Kerns an einen Kühlkörper notwendig. In Abbildung 7.10 sind die Daten verschiedener ausgelegter FBC-Drosseln dargestellt. Für den Ringkern R34,3 ergibt sich das Verlustleistungsoptimum bei 650 kHz mit dem Material MPP125 $\mu$ . Für den Einsatz wird jeweils die Drossel mit den niedrigsten Verlusten gewählt. Die Kernform wird durch drei verschiedene Kerne variiert. Für den kleinen Kern ist eine aktive Kühlung, d.h. thermische Anbindung der Wicklung über PCB an den Kühlkörper notwendig.

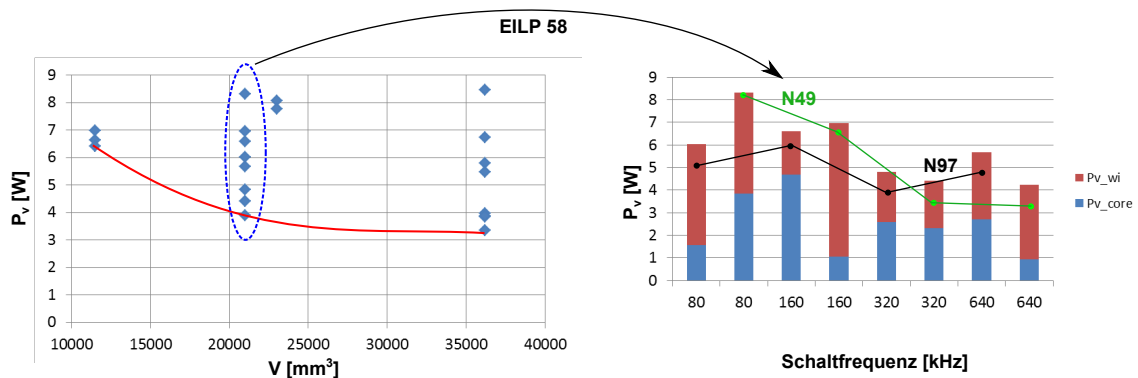


Abbildung 7.9: Verlustleistung und Volumen verschiedener EILP Trafos unter Variation der Frequenz und des Materials; Auslegungsparameter siehe Anhang A10 auf S. 199

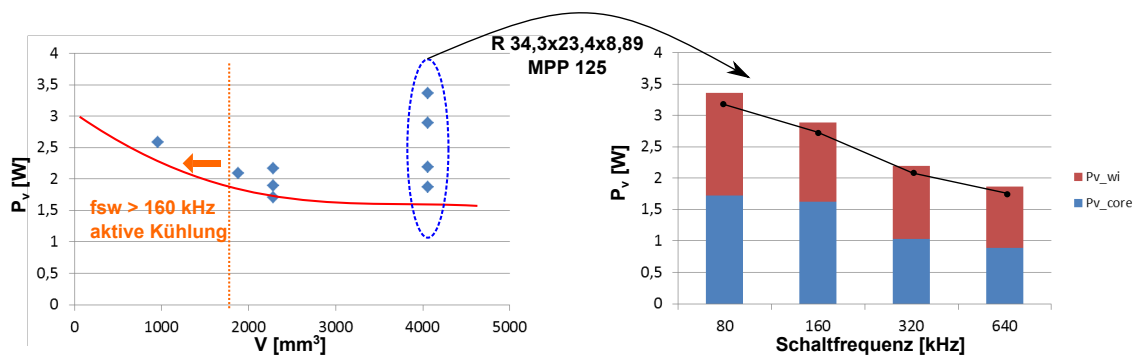


Abbildung 7.10: Verlustleistung und Volumen verschiedener Drossel-Kerne unter Variation der Frequenz; Auslegungsparameter siehe Anhang A10 auf S. 199

**Schritt 2/3** - Erstellung der Datenmatrix und Definition des Optimierungsproblems (vgl. Abbildung 5.1 - innere Iterationsschleife: Simulation, Bewertung):

In diesem Schritt wird die Gütefunktion  $Q = \Delta\rho$  definiert. Die weiteren Nebenbedingungen für die Optimierung sind:

- Bedingung C1: min. Leistungsdichte 1,5 kW/l
- Bedingung C2: min. Effizienz 92%

Die Volumenberechnung des DC-DC-Wandlers ergibt sich analog nach Gleichung 7.1. Es werden die Flächen der Einzelkomponenten aufaddiert und mit der maximalen Höhe  $h_{max}$  des Gesamtsystems multipliziert. Da sich in der praktischen Realisierung nicht die komplette Fläche nutzen lässt, wurde der Faktor  $K_A = 1,2$  ebenfalls genutzt. In die Bewertung wurde kein EMV-Filter berücksichtigt.

**Schritt 4** - Durchführung der Optimierung (vgl. Abbildung 5.1 - Optimierung):

Nachfolgend wird die MILP-Optimierung als auch die klassische Pareto-Optimierung nach [67] zum Vergleich durchgeführt. Die Ergebnisse der verschiedenen Ansätze sind im Diagramm 7.11 illustriert. Jeder Punkt steht für ein konkretes physikalisches Design.

### 7.3.2 Diskussion der Ergebnisse

Die Punkte sind alle möglichen Lösungen, welche sich durch die zulässigen Kombinationen der Lösungsvariablen  $x_i$  ergeben (direkte Lösungsberechnung, vgl. Beispiel Tabelle 1.1). Für die MILP sind im Gegensatz pro Iteration 10 Punkte notwendig (nicht dargestellt). Aus den sich ergebenden 50 Punkten bei 5 Iterationen über unterschiedliche Schaltfrequenzen können aber alle der dargestellten Punkte durch eine Linearkombination der Ergebnisse ermittelt werden. Es zeigt sich hier ein weiterer Vorteil der vorgestellten Methodik. Punktwolken können mit reduziertem Aufwand generiert werden. Durch Interpretation der Punktwolken lassen sich Einflussgrößen auf das Gesamtsystemverhalten ableiten.

Sehr gut zu erkennen ist das sich ergebende Si-Limit (rot gestrichelt) und das GaN-Limit (rot durchgezogen) durch die Ausblendung der Teillösungen. Mit Erhöhung der Frequenz wird die Leistungsdichte erhöht und die Effizienz verringert. Diese Effizienzminderung ist den Schaltverlusten zuzuschreiben - die passiven Bauelemente haben bei größeren Frequenzen (bis 320 kHz) ihr Effizienzoptimum. Aufgrund der limitierten Verbesserung bzw. Erhöhung der Verlustleistung der Magnetbauelemente ab 320 kHz entsteht ein Kipppunkt (Leistungsdichtemaximum). Ab diesem Punkt führt eine Erhöhung der Frequenz zur Verschlechterung der Effizienz und der Leistungsdichte. Insgesamt kann im Vergleich zum Referenzsystem der Wirkungsgrad bis auf 96 % erhöht oder die Leistungsdichte auf 1,7 kW/l verbessert werden. Zwischenlösungen können sehr schnell durch die MILP oder durch Auswahl eines gewünschten Punktes in der Punktwolke bestimmt werden. Die Lösungen für Effizienz- und Leistungsdichtemaximum sind in Tabelle 7.6 zu finden.

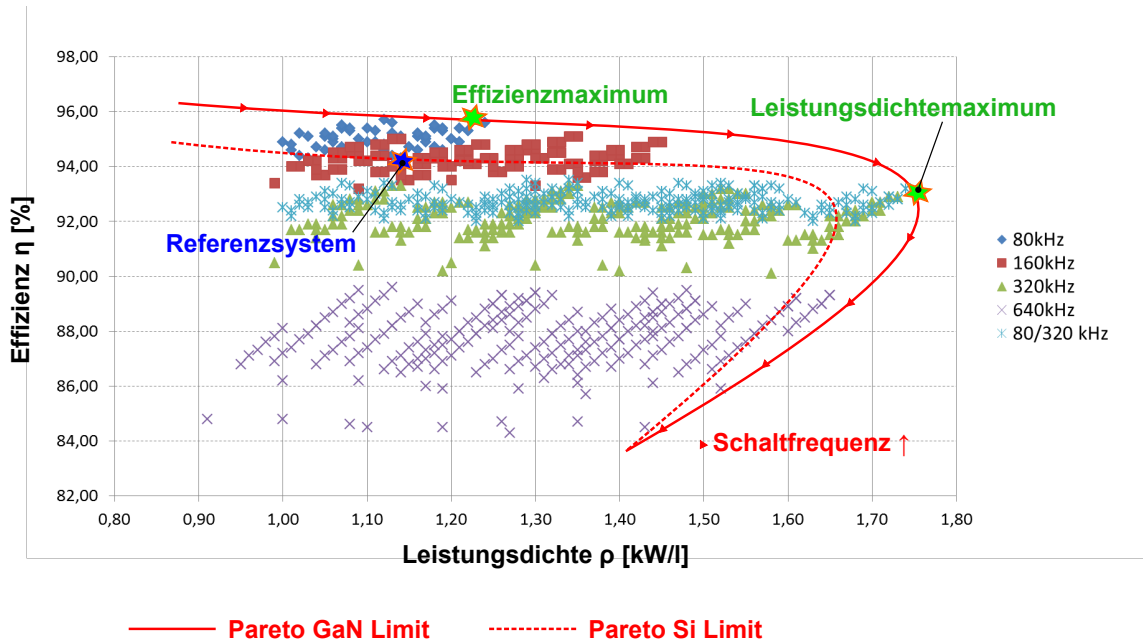


Abbildung 7.11: Effizienz-/Leistungsdichte-Diagramm für die Nennleistung des DC-DC-Wandlers

Tabelle 7.6: Lösungen für maximale Leistungsdichte und maximale Effizienz; # Angabe der Abmessung: Außendurchmesser x Innendurchmesser x Höhe in mm

Komponente	Effizienzmaximum	Leistungsdichtemaximum
MOSFET BBC	2 x EPC2022	2 x EPC2022
Drossel BBC#	R12,7x62x4,75 / 2 x AWG 18 parallel	
Pr. Schalter FBC	2 x EPC2022	2 x EPC2022
Trafo FBC	EILP 58 (8 Lagen, 20 mm LBB)	EILP 43 (8 Lagen, 20 mm LBB)
Sek. Schalter FBC	4 x EPC202	5 x EPC202
Drossel FBC#	R34,3x23,4x8,89 / 2 x AWG 10 parallel	R17,3x9,65x6,35 / 2 x AWG 12 parallel
PCB	Standard mit 105 $\mu m$	
Kühlkörper	Pin Fin mit 38 mm Länge	
$f_{sw}$ BBC/FBC	80 kHz / 80 kHz	80 kHz / 320 kHz



## Zusammenfassung und Ausblick

### 8.1 Zusammenfassung

Basierend auf dem Stand der Technik und einer Anforderungsanalyse stellte sich die optimale Ausnutzung aktiver und passiver Bauelemente in Kombination mit hohen Umgebungstemperaturen (typ.  $90^{\circ}\text{C}$  -  $120^{\circ}\text{C}$ ) und großer geforderter Leistungsdichte ( $> 2\text{ kW/l}$ ) zur Systemintegration als große Herausforderung dar. Die Kombination von elektronischen, thermischen und mechanischen Systemen macht die Betrachtung des Gesamtsystemverhaltens notwendig, um Systemgrenzen und Optimierungspotentiale zu identifizieren.

**Ziel** der vorliegenden Arbeit ist die Entwicklung und Verifikation einer Methodik zur Gesamtsystembetrachtung und Optimierung von elektrischen Antriebssystemen und DC-DC-Wandlern. Basierend auf einer Marktanalyse wurden Fallbeispiele für den Einsatz im 12 V/48 V-Fahrzeugbordnetz gewählt.

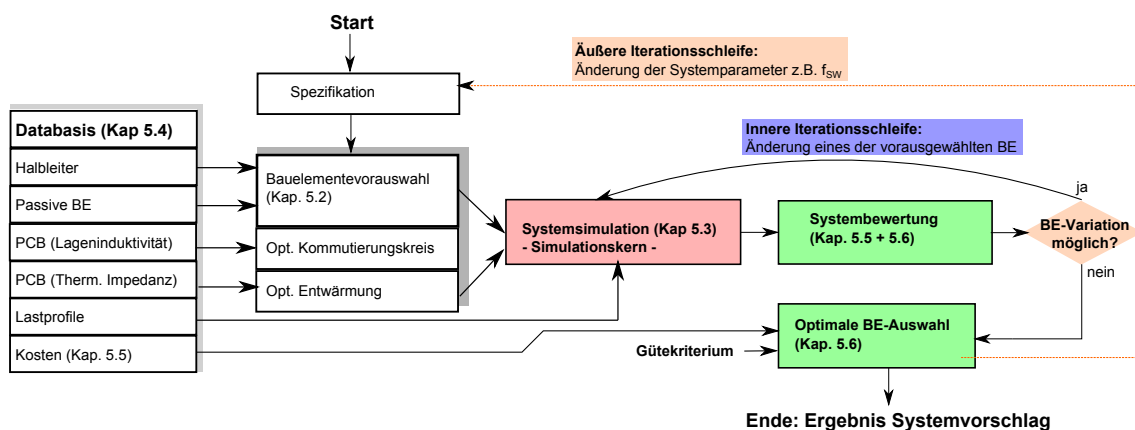


Abbildung 8.1: Überblick der in der vorliegenden Arbeit vorgestellten Simulations- und Optimierungsmethodik mit Kapitelzuordnung

**Zentrales Ergebnis** der Arbeit ist der entwickelte Simulations- und Optimierungsprozess gemäß Abbildung 8.1, insbesondere für PCB-Lösungen und integrierte Hochstromsysteme. Durch die umfassende erarbeitete Datenbasis, den Simulationskern und den Optimierungsalgorithmus ist es möglich, ein leistungselektronisches System nach folgenden Gesichtspunkten zu untersuchen und zu optimieren:

- Optimierung der thermischen Anbindung
- Untersuchung/Verbesserung des Kommutierungskreises
- Simulation von Antriebssystemen für Lastzyklen, Berechnung der Verlustleistungsaufteilung und des thermischen Verhaltens
- Simulation eines ausgewählten zweistufigen DC-DC-Wandlers (Full-Bridge-Converter mit vorgeschaltetem Boost-Converter)
- vergleichende Untersuchungen durch iterative Veränderung von Bauteilen und Systemparametern
- schnelle und einfache Generierung von „Punktwolken“ (vgl. Abbildung 7.11) durch kombinatorische Zusammensetzung der Systemvariationen
- Ermittlung der Sensitivität des Ausgangs im Bezug auf die Bauelementeparameter.

Es wurden entsprechende Verfahren zur Parameterbestimmung, insbesondere für PCB-Parameter und Elektrolytkondensatoren, erarbeitet bzw. referenziert. Dadurch ist es möglich, die Datenbasis stetig zu erweitern. Im Hinblick auf die schnell fortschreitende Technologieentwicklung ist eine kontinuierliche Erweiterung der Datenbasis notwendig. Die Ergebnisse der Simulation wurden anhand der Messdaten eines vorgestellten Antriebsdemonstrators verifiziert und Fehlereinflüsse bzw. Ursachen diskutiert. Die Simulationsergebnisse haben eine Abweichung von  $< 5\%$  gegenüber der realen Messung der Verlustleistung. Die Ursache hierfür ist hauptsächlich im Temperaturdrift der Parameter zu sehen.

Ein weiterer wichtiger Punkt ist die Erarbeitung eines Kostenmodells. Mit dem vorgestellten Optimierungsprozess ist es kein Problem, Optimierungen mit vorhandenen Kostendaten durchzuführen. Im akademischen Bereich sind diese Daten jedoch nicht verfügbar bzw. schwer zugänglich. Um eine Aussage über die Wirtschaftlichkeit des Systems in der vorliegenden Arbeit zu machen, wird folgende Vorgehensweise gewählt:

- Bestimmung der Systemkostenverteilung anhand von Herstellerangaben oder Distributorpreisen
- Bewertung von Kostenfaktoren wie z.B. Chipfläche, Volumen, Technologie für einen Relativvergleich von Systemen
- Bestimmung einer Kostenfunktion.

Als Optimierungsmethode wurde ein vierstufiger Prozess entwickelt, bei welchem eine Systemoptimierung mit überschaubarem Aufwand und vor allem einer transparenten Methodik durchgeführt werden kann. Hauptidee der Vorgehensweise ist der Start mit einem Referenzdesign  $D^*$ . Ausgehend von  $D^*$  werden systematisch

verschiedene mögliche Variationen durchgeführt. Pro Iteration wird nur ein Bauelement im Vergleich zu  $D^*$  verändert. Es entsteht ein formales Entscheidungsproblem: „Welche Kombination von Bauelementevariationen führt zum besten Ergebnis?“ Dieses Problem kann durch den Optimierungsalgorithmus „Branch and Bound“ gelöst werden. Im Ergebnis steht eine verbesserte Systemrealisierung in Abhängigkeit von den gewählten Randbedingungen. Für die angewandte Optimierungsmethodik werden folgende vereinfachende Annahmen getroffen:

- Vernachlässigung von parasitären Effekten
- Linearität der betrachteten Gütefunktion  $\Delta J_i(\underline{x})$
- entkoppelte Betrachtung der Hauptkomponenten für die Optimierung
- die Dimensionierung und Optimierung der Magnetbauelemente erfolgt im Vorauswahlprozess.

Die Einschränkung der Anwendbarkeit der Methodik ist begründet durch die Linearität der Gütefunktionen. Eine nichtlineare Gütefunktion (z.B. Überspannung am MOSFET) kann mit dieser Optimierungsmethodik nicht untersucht werden. Nichtlinearitäten und Verkopplungen zwischen Parametern und Ausgangsgrößen (z.B. Einfluss der Induktivität einer Drossel auf die Durchlassverluste des MOSFET) sind in Fällen erlaubt, in denen die Sensitivität des Parameters auf den Ausgang sehr klein ist (z.B. 1% Änderung des Ausgangs bei 100% Änderung des Parameters). Die Nutzung des erarbeiteten Optimierungsprozesses und der Simulationsmethodik wird an folgenden Fallbeispielen aufgezeigt:

- Optimierung eines kaskadierten Antriebsumrichters (48 V/25 kW)
- Auswahl der besten Spannungsebene für ein Antriebssystem (25 kW)
- Optimierung eines DC-DC-Wandlers (12 V/48 V/6 kW).

Durch die optimale Auswahl der Leistungs-MOSFETs und die verbesserte Ausnutzung der passiven Bauelemente (Kondensatoren und Magnetbauelemente) sowie der Stromsensorik, konnte eine Erhöhung der Leistungsdichte auf 22 kW/l für Antriebssysteme mit aktiver Kühlung und 1,8 kW/l für DC-DC-Wandler mit passiver Kühlung erzielt werden. Das Wirkungsgradoptimum des Antriebsumrichters liegt bei 98,5 % und der des Full-Bridge-Converters bei 96 %. Aus diesen Beispielen und den vorangestellten Analysen zum Stand der Technik wurden nicht nur die Möglichkeiten des erarbeiteten Werkzeugs aufgezeigt, es ergaben sich auch wesentliche Erkenntnisse und Designkriterien für eine weitere praxisorientierte Nutzung:

**1. Einsatzfelder von Niedervolt GaN Schaltern:** Es zeigt sich, dass die GaN-Technologie nicht nur im Hochvolt-, sondern auch im Niedervoltbereich deutliche Vorteile mit sich bringt. Aktuell werden damit höhere Energiedichten erreicht. Es sind höhere Stromdichten (typ.  $>100 \text{ A/cm}^2$ ) als mit Si-MOSFETs, vor allem bei Frequenzen  $>100 \text{ kHz}$ , möglich. Dies macht den Einsatz bei Hochdrehzahlantrieben und DC-DC-Wandlern mit hoher geforderter Leistungsdichte interessant.

**2. Einfluss des thermischen Managements und der Lastzyklen auf den Zwischenkreiskondensator:** Aus den Untersuchungen zeigt sich der massive Einfluss des thermischen Managements auf das Zwischenkreisvolumen. Eine Veränderung von Standardkondensator auf Hochstromkondensator bringt eine Volumenreduktion von 50 % mit sich. Eine weitere thermische Anbindung reduziert das Zwischenkreisvolumen um weitere 20 %. Der Einfluss der Fahrzyklen wurde ebenfalls aufgezeigt. Im Vergleich zur Auslegung des Zwischenkreises anhand des Nennarbeitspunktes wäre der Kondensator im realen Lastfall überdimensioniert. Zum Erreichen einer hohen Integrationsdichte ist die Betrachtung des Lastzyklus zwingend notwendig.

**3. Vergleich der Schaltertechnologien über verschiedene Spannungsebenen am 25 kW-Antrieb:** Es zeigt sich, dass eine Realisierung des Umrichters mit  $U_{ZK} = 150 \text{ V}$  unter Nutzung von 200 V MOSFETs die höchste Effizienz bei der Betrachtung von Si-Bauelementen erreicht. Unter weiterer Betrachtung von WBG-Materialien wird in dieser Leistungsklasse aktuell mit der SiC-Lösung ( $U_{ZK} = 800 \text{ V}$  und  $U_{DS} = 1200 \text{ V}$ ) die höchste Leistungsdichte und Effizienz (40 kW/l und 99 %) erzielt.

**4. Einsatzbereiche von Kondensatoren:** Die Kondensatoren wurden hinsichtlich Technologien, Leistungsdichte, Energiedichte klassifiziert. Mit Keramikkondensatoren kann eine besonders hohe Energiedichte erreicht werden. Ihr Einsatz in Hochstromanwendungen ist jedoch aufgrund der Bauelementezuverlässigkeit aktuell in Niedervolt-/Hochstromanwendungen nicht zu empfehlen. Weitere Informationen sind in [64] zu finden.

**5: Hochstrom-Leiterplattentechnologien und Konstruktionshinweise:** Ein weiterer Untersuchungsschwerpunkt wurde den Leiterplatten-Technologien gewidmet. Es wurden Dickkupfer- und Selektivdickkupfer-Technologien miteinander verglichen. Die größtmögliche Stromtragfähigkeit ist mit der Kupferinlay-Technologie erreichbar. Ist ein besserer Kompromiss aus feinstrukturierten Steuerleitungen, hochstromfähigen Leiterbahnen und Fertigungskosten gefordert, so ist die Eisberg-Technologie besser geeignet. Hinsichtlich des PCB-Lagenaufbaus wird mit einer vierlagigen Platine und einer abwechselnden Stromrichtung die niedrigste Kommutierungsinduktivität erzielt. Die stromführenden Verbindungselemente von abgesetzten Zwischenkreiskondensatoren sind immer so nahe wie möglich zu platzieren, um die Kommutierungsinduktivität zu minimieren.

## 8.2 Ausblick

Es wird empfohlen, die vorgestellten Methoden hinsichtlich weiterer Topologien in einer fortführenden Arbeit zu ergänzen. Hierfür müssen die getroffenen Bauelemente-Einschränkungen aufgelöst werden. Eine Erweiterung der Verlustleistungsberechnung von Transformatoren mit Rundleitern und Drosseln mit weiteren Kernformen ist in die Simulation aufzunehmen. In der vorliegenden Arbeit wurde das Gesamtsystem an verallgemeinerten und vereinfachten Modellen betrachtet, da der Systemaufbau in der Regel in der Konzeptionierungsphase nicht bekannt ist. Für eine genaue thermische Analyse sind die gewählten Modelle jedoch zu einfach. In einer weiteren theoretischen Analyse könnte daher ein Konzept zur Einbindung von thermischen Verkopplungen zwischen den Hauptkomponenten erstellt werden.

Eine weitere akademische Problemstellung ist die Optimierung der Betriebsstrategie von Antrieben und Konvertern. Mithilfe des Simulations- und Optimierungsprozesses könnte z.B. der Belastungszyklus eines elektrischen Antriebs so eingestellt werden, dass einerseits die mechanischen Randbedingungen und Sollvorgaben erfüllt werden und andererseits auch die Lebensdauer der Leistungselektronik erhöht wird. Diese Erkenntnis kann auch hinsichtlich der Erhöhung der Integrationsdichte genutzt werden.

Eine weitere sinnvolle Erweiterung der Methodik wäre die Ergänzung der Vorauswahl der Hauptkomponenten durch eine erste analytische Grobauslegung (Maschinendimension, Wicklungen, etc.) der elektrischen Maschine sowie eine Erweiterung der Maschinenmodelle hinsichtlich des thermischen Verhaltens. So könnte das Zusammenspiel zwischen Leistungselektronik und elektrischer Maschine untersucht und bewertet werden.



---

## Literaturverzeichnis

---

- [1] ARTHUR D LITTLE (Hrsg.): *Markt- und Technologiestudie Leistungselektronik Automotive 2015*. <http://www.adlittle.de/studien.html?view=175>, 2005.  
– [Online; letzter Abruf am 29.04.2016]
- [2] ZENTRALVERBAND ELEKTROTECHNIK- UND ELEKTROINDUSTRIE (Hrsg.): *48-Volt-Bordnetz - Schlüsseltechnologien auf dem Weg zur Elektromobilität*. Frankfurt am Main : [https://www.zvei.org/fileadmin/user\\_upload/Presse\\_und\\_Medien/Publikationen/2015/dezember/48-Volt-Bordnetz\\_-\\_Schluesseltechnologie\\_auf\\_dem\\_Weg\\_zur\\_Elektromobilitaet/ZVEI-Leitfaden-48-Volt-Bordnetz-2015.pdf](https://www.zvei.org/fileadmin/user_upload/Presse_und_Medien/Publikationen/2015/dezember/48-Volt-Bordnetz_-_Schluesseltechnologie_auf_dem_Weg_zur_Elektromobilitaet/ZVEI-Leitfaden-48-Volt-Bordnetz-2015.pdf), 2015. – [Online; letzter Abruf am 14.11.2017]
- [3] M. SCHILLING ; U. SCHWALBE ; T. REIMANN: *A new optimization algorithm for power electronics using the mixed integer linear programming method*. International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management (PCIM) - Europe, 2017
- [4] B. WRZECIONKO ; D. BORTIS ; J.W. KOLAR: *A 120°C Ambient Temperature Forced Air-Cooled Normally-off SiC JFET Automotive Inverter System*. IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 26, Seiten 2345–2358, 2014
- [5] C. KOCH ; A. SPRÖWITZ ; O. RADLER ; T. STRÖHLA ; V. ZÖPPIG: *Project course "Design of Mechatronic Systems" (ICM 2006)*. IEEE International Conference on Mechatronics, Seiten 69–72, 2006
- [6] T.SZALAI ; U.SCHWALBE ; F. ENDERT ; T. HEIDRICH ; S. IVANOV: *Dimensioning of Ultra Capacitors used for Range Extension in Electric Vehicles*. 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE), 2013
- [7] M. SCHILLING ; U. SCHWALBE ; T. SZALAI ; T. HEIDRICH ; F. ENDERT ; S. IVANOV ; F. CUIBUS: *Präsentationsmaterial zum 5. Workshop der Forschergruppe eMobil*. TU Ilmenau, Thüringer Innovationszentrum Mobilität, 2014

- [8] A. PETERMANN: *Realisierung einer wirkungsgradoptimalen Maximum-Torque-Per-Ampere Regelung an einer Synchronmaschine mit vergrabenen Magneten und Vergleich mit etablierten Standardverfahren*. Masterarbeit, Technische Universität Ilmenau, 2013
- [9] E. DRECHSLER: *Berechnung von Kern- und Wicklungsverlusten induktiver Bauelemente für Schaltnetzteile/ Leistungselektronik; Grundlagen der Softwaretools*. drechsler-magnetics Ingenieurbüro, 2014
- [10] M. NEUBERT ; S. KOSCHIK ; R.W. DE DONCKER: *Performance comparison of inverter and drive configurations with open-end and star-connected windings*. International Power Electronics Conference (IPEC-Hiroshima), Seiten 3145–3152, 2014
- [11] H. VAN HOEK ; M. BOESING ; D. VAN TREEK ; T. SCHOENEN ; R.W. DE DONCKER: *Power Electronic Architectures for Electric Vehicles*. Emobility - Electrical Power Train, 2010
- [12] G. ENGELMANN ; M. KOWAL ; R. W. DE DONCKER: *Highly Integrated Drive Inverter using DirectFET's and Ceramic DC-Link Capacitors for Open-End Winding Machines in Electric Vehicles*. Applied Power Electronics Conference and Exposition APEC, 2015
- [13] U. SCHWALBE: *Vergleichende Untersuchungen dreistufiger Schaltnetzteiltopologien im Ausgangsbereich bis 3 kW*. Dissertation, Technische Universität Ilmenau, 2008. – ISBN 978–3–938843–49–9
- [14] U. BECHTLOFF ; R. FIEHLER ; J. SCHAUER ; K. SCHMIEDER ; PRODUC-TRONIC (Hrsg.): *Eisberg Technologie*. <http://www.all-electronics.de/wp-content/uploads/migrated/article-pdf/98431/pr07-07-051.pdf>, 2007. – [Online; letzter Abruf am 25.01.2018]
- [15] M. SCHILLING ; U. SCHWALBE ; T. WAGNER: *Modular integrated machine – inverter system – development of a high current SELV system*. International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management (PCIM) - Europe, 2015
- [16] C. LEHNBERGER: *Leiterplatten für hohe Leistungen, Ströme und Temperaturen*. [http://www.andus.de/\\_pdf/leiterplatten-kuehlung-2012.pdf](http://www.andus.de/_pdf/leiterplatten-kuehlung-2012.pdf), 2012. – [Online; letzter Abruf am 18.01.2018]
- [17] U. SCHWALBE ; M. SCHILLING ; B. KÖHNLECHNER ; T. REIMANN: *Challenges in low-voltage high-current applications - fathom the limits in system design*. 9th International Conference on Integrated Power Electronics Systems (CIPS), 2016
- [18] T. HEIDRICH: *Untersuchung von Hochstromleitungen und Kontaktierungen, Präsentation der Forschergruppe eMobil*. TU Ilmenau, Thüringer Innovationszentrum Mobilität, 2013



- [19] W. FRANK: *Trench Stop IGBT Next Generation IGBT for Motor Drive Application - Application Note*. München : Infineon Technologies, 2004
- [20] GAN SYSTEMS INC. (Hrsg.): *GaN Systems GN001 Application Guide - Design with GaN Enhancement mode HEMT*. <http://www.gansystems.com/whitepapers.php>, 2016. – [Online; letzter Abruf am 01.12.2017]
- [21] R. WALTER ; R. SIEMIENIEC ; M. HOJA: *An Improved and Low-Resistive Package for High-Current MOSFET*. 17th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE), 2015
- [22] D.KINZER: *Advances in Power Switch Technology for 40 V - 300 V Applications*. Brussels : European Conference on Power Electronics and Applications (EPE), 2005
- [23] L. STINY: *Passive elektronische Bauelemente*. 2., aktualisierte und erw. Aufl. Wiesbaden : Springer Fachmedien Wiesbaden, 2015. – ISBN 978–3–658–08651–0
- [24] M. S. RYLKO ; K. J. HARTNETT ; J. G. HAYES ; M. G. EGAN: *Magnetic Material Selection for High Power High Frequency Inductors in DC-DC Converters*. Twenty-Fourth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Seiten 2043–2049, 2009
- [25] GEMEINSAME GESCHÄFTSSTELLE ELEKTROMOBILITÄT DER BUNDESREGIERUNG (Hrsg.): *Die Deutsche Normungs-Roadmap Elektromobilität 2020*. Berlin : [http://nationale-plattform-elektromobilitaet.de/fileadmin/user\\_upload/Redaktion/Publikationen/NormungsRoadmap\\_Elektromobilitaet\\_2020\\_bf.pdf](http://nationale-plattform-elektromobilitaet.de/fileadmin/user_upload/Redaktion/Publikationen/NormungsRoadmap_Elektromobilitaet_2020_bf.pdf), 2017. – [Online; letzter Abruf am 18.01.2017]
- [26] H. ROSS: *Funktionale Sicherheit im Automobil*. München : Carl Hanser Verlag GmbH & Co. KG, 2014. – ISBN 978–3–446–43632–9
- [27] J. BÖCKER: *Geregelte Drehstromantriebe (Vorlesungsskript)*. Paderborn : [https://ei.uni-paderborn.de/fileadmin/elektrotechnik/fg/lea/Lehre/GDA/Dokumente/Geregelte\\_Drehstromantriebe\\_DE.pdf](https://ei.uni-paderborn.de/fileadmin/elektrotechnik/fg/lea/Lehre/GDA/Dokumente/Geregelte_Drehstromantriebe_DE.pdf), 2016. – [Online; letzter Abruf am 17.01.2017]
- [28] J. SPECOVIOUS: *Grundkurs Leistungselektronik: Bauelemente, Schaltungen und Systeme*. 7. aktualisierte und erw. Aufl. Wiesbaden : Springer Fachmedien Wiesbaden, 2015. – ISBN 978–3–658–03309–5
- [29] J. SPECOVIOUS: *Grundkurs Leistungselektronik: Bauelemente, Schaltungen und Systeme*. 5. aktualisierte und erw. Aufl. Wiesbaden : Vieweg + Teubner, 2013. – ISBN 978–3–8348–1647–4
- [30] J. TEIGELKÖTTER: *Energieeffiziente elektrische Antriebe: Grundlagen, Leistungselektronik, Betriebsverhalten und Regelung von Drehstrommotoren*. Wiesbaden : Vieweg+Teubner Verlag, 2013. – ISBN 978–3–8348–2330–4

- [31] Z.YU ; A. MOHAMMED ; I. PANAHI: *A Review of Three PWM Techniques*. Proceedings of the American Control Conference, Seiten 257–261, 1997
- [32] J.W. KOLAR ; T. M. WOLBANK ; M. SCHRÖDL: *Analytical calculation of the RMS Current Stress on the DC Link Capacitor of Voltage DC Link PWM Converter Systems*. Ninth International Conference on Electrical Machines and Drives, 1999
- [33] J.W. KOLAR ; H. ERTL ; F.C. ZACH: *How to Include the Dependency of the  $R_{DS(on)}$  of Power MOSFET's on the Instantaneous Value of the Drain Current into the Calculation of the Conduction Losses of High-Frequency Three-Phase PWM Inverters*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1998
- [34] A. WINTRICH ; U. NICOLAI ; W. TURSKY ; T. REIMANN: *Applikationshandbuch Leistungshalbleiter*. Ilmenau : ISLE Verlag, 2010. – ISBN 978-3-938843-56-7
- [35] R. KORIES ; H. SCHMIDT-WALTER: *Taschenbuch der Elektrotechnik: Grundlagen und Elektronik*. 8. überarb. u. verb. Aufl. 2015. Frankfurt am Main : Harri Deutsch, 2008. – ISBN 9783817118304
- [36] R. W. ERICKSON ; D. MAKSIMOVIĆ: *Fundamentals of power electronics, second edition*. New York : Kluwer Academic, 2004
- [37] R. BURKART: *Advanced Modeling and Multi-Objective Optimization of Power Electronic Converter Systems*. Dissertation, ETH Zürich, 2016
- [38] T. SZALAI: *Sensorlose Regelung gesättigter Synchronmaschinen bis zum Stillstand unter Last*. Dissertation, Technische Universität Ilmenau, 2014
- [39] G. BROCARD: *Simulation in LTSPICE IV*. 1. Aufl. Waldenburg : Würth Elektronik eiSos GmbH, 2013. – ISBN 978-3-658-89929-257-2
- [40] INSTRUMENTS, Texas (Hrsg.): *WEBBENCH® Power Designer - Power supply design at your fingertips!* <http://www.ti.com/design-tools/webench-power-design/power-designer.html>, 2017. – [Online; letzter Abruf am 25.01.2018]
- [41] E. HERING ; R. MARTIN ; M. STOHRER: *Physik für Ingenieure*. 7. überarb. u. verb. Aufl. 2015. Berlin, Heidelberg : Springer Berlin Heidelberg, 1999. – ISBN 3-540-66135-2
- [42] J. MÜHLETHALER: *Modelling and multi-objective optimization of inductive power components*. Dissertation, ETH Zürich, 2012
- [43] M. PAPAGEORGIU ; M. LEIBOLD ; M. BUSS: *Optimierung: Statische, dynamische, stochastische Verfahren für die Anwendung*. 4., korr. Aufl. Berlin : Springer Vieweg, 2015. – ISBN 978-3-662-46936-1

- [44] A. GALLUZZO ; M. MELITO ; G. BELVERDE ; S. MUSUMECI ; A. RACITI ; A. TESTA: *Switching Characteristic Improvement of Modern Gate Controlled Devices*. European Conference on Power Electronics and Applications (EPE), 1993
- [45] B. WITTIG: *Verbesserung des Schalt- und Betriebsverhaltens von Leistungs-MOSFETs mit niedriger Spannungsfestigkeit und hoher Stromtragfähigkeit durch Optimierung der Treiberschaltung*. Dissertation, Christian-Albrechts-Universität zu Kiel, 2012
- [46] E. PHILLIPOW: *Grundlagen der Elektrotechnik*. Leipzig : VEB Verlag Technik Berlin, 1981
- [47] J. BIELA: *Wirbelstromverluste in Wicklungen induktiver Bauelemente*. ETH Zürich, 2012
- [48] M. PÜRSCHEL ; D. GRAOVAC ; A. KIEP: *MOSFET Power Losses Calculation Using the Data-Sheet Parameters*. Infineon Technologies AG, 2006
- [49] T. KOMMA: *Allgemein gültiger Entwurfsalgorithmus für magnetische Komponenten in Schaltnetzteilen mit unterschiedlichen Topologien und Schaltfrequenzen bis 2 MHz*. Dissertation, Technische Universität Dresden, 2005
- [50] A.J. KELLETER: *Steigerung der Ausnutzung elektrischer Kleinmaschinen*. Dissertation, Technische Universität München, 2010
- [51] P. FREIBURGER: *Transient Thermal Modeling of Electrolytic Capacitors Under Varying Mounting Boundary Conditions*. International Workshop on Thermal Investigations of ICs and Systems (THERMINIC), 2015
- [52] R. KRÜMMER: *Beitrag zur Verbesserung der elektrischen und thermischen Ausnutzung von Leistungshalbleiterschaltern*. Dissertation, Technische Universität Ilmenau : ISLE Verlag, 2005. – ISBN 3-938843-04-7
- [53] M. MÄRZ ; P. NANCE: *Thermal Modeling of Power-electronic Systems*. <https://www.infineon.com/dgdl/Thermal+Modeling.pdf?fileId=db3a30431441fb5d011472fd33c70aa3>, 2000. – [Online; letzter Abruf am 23.01.2018]
- [54] U. FRANKE ; T. ELLINGER ; J. PETZOLDT: *Thermal modelling of power electronic systems using model order reduction of large scale finite element models*. International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management (PCIM) - Europe, 2008

- [55] M. SCHILLING ; B. KÖHNLECHNER ; U. SCHWALBE ; T. REIMANN: *Thermal modelling and management for increasing the power density in high current power electronic systems*. International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management (PCIM) - Europe, 2016
- [56] KEMET ELECTRONIC CORPORATION (Hrsg.): *Kemet Datasheet PEH125, PEH225*. [http://www.kemet.com/Lists/ProductCatalog/Attachments/396/KEM\\_A4017\\_PEH126\\_220\\_225\\_226.pdf](http://www.kemet.com/Lists/ProductCatalog/Attachments/396/KEM_A4017_PEH126_220_225_226.pdf), . – [Online; letzter Abruf am 22.01.2018]
- [57] A.ALBERTSEN: *Eleko-Lebensdauerabschätzung*. [http://jianghai-europe.com/wp-content/uploads/JIANGHAI\\_Elko\\_Lebensdauer\\_AAL.pdf](http://jianghai-europe.com/wp-content/uploads/JIANGHAI_Elko_Lebensdauer_AAL.pdf), 2009. – [Online; letzter Abruf am 23.01.2018]
- [58] TDK/EPCOS (Hrsg.): *Ferrite Magnetic Design Tool*. <https://de.tdk.eu/tdk-de/194550/design-support/tools-fuer-entwickler/ferrite/ferrite-magnetic>, . – [Online; letzter Abruf am 02.02.2018]
- [59] E.B. ROSA: *The Self and Mutual Inductance of Linear Conductors*. Bulletin of the Bureau of Standards, 1907
- [60] F. W. GROVER: *Inductance Calculations: Working Formulas and Tables*. New York : Dover Publications, Inc., 2009. – ISBN 978-0-486-47440-3
- [61] J. LAEUFFER: *Towards a One Nano-Henry Power Module for SiC and GaN*. International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management (PCIM) - Europe, 2016
- [62] B. KÖHNLECHNER: *Designansätze für die Entwärmung leistungselektronischer Verlustleistungsquellen auf FR4-basierten Schaltungsträgern*. Masterarbeit, Technische Universität Ilmenau, 2016
- [63] CDM CORNELL DUBLIER (Hrsg.): *Aluminium Electrolytic Capacitor Application Guide*. <http://www.cde.com/resources/catalogs/AEappGUIDE.pdf>, . – [Online; letzter Abruf am 23.01.2018]
- [64] L.FIRNBACH: *Analyse des Verhaltens von Kondensatoren für Niedervolt-Hochstrom Anwendungen in der Leistungselektronik beim Betrieb im Grenzbereich der Spezifikation - Klassifizierung von Ausfallerscheinungen und Erarbeitung von Designkriterien*. Masterarbeit, Technische Universität Ilmenau, 2017
- [65] TDK (Hrsg.): *Aluminium Electrolytic Capacitor Material Data Sheet*. <https://en.tdk.eu/download/1478346/077487910863b7aec0f5a91136ae3d0a/u-spec-epcos-elko-4-pin-5-pin-snap-in-and-solder-pin.pdf>, 2016. – [Online; letzter Abruf am 23.01.2018]

- [66] T. FURUKAWA ; D. SENZAI ; T. YOSHIDA: *Electrolytic capacitor thermal model and life study for forklift motor drive application*. World Electric Vehicle Symposium and Exhibition (EVS27), 2013
- [67] J. W. KOLAR ; J. BIELA ; T. FRIEDLI ; U. BADSTUEBNER: *Performance Trends and Limitations of Power Electronic Systems*. Integrated Power Electronics Systems (CIPS), Nürnberg, 2010
- [68] W. DOMSCHKE ; A. DREXL ; R. KLEIN ; A. SCHOLL: *Einführung in Operations Research*. 9., überarb. u. verb. Aufl. 2015. Berlin, Heidelberg : Springer Berlin Heidelberg, 2015. – ISBN 978-3-662-48215-5
- [69] P. LI: *Vorlesungsskript Optimale Steuerung/Prozessoptimierung, Kapitel Mixed-Integer Lineare Optimierung*. TU Ilmenau, Fachgebiet Simulation und Optimale Prozesse, 2009
- [70] J. WERNSTEDT: *Experimentelle Prozessanalyse*. Berlin : Verlag Technik, 1989. – ISBN 3-341-00676-1
- [71] T. WAGNER: *Beitrag zur Entwicklung und Optimierung einer integrierten Umrichter-Einheit für ein Elektrofahrzeug*. Bachelorarbeit, Technische Universität Ilmenau, 2015
- [72] U.SCHWALBE ; M. SCHILLING: *Topology comparison and system optimization for a modular 25 kW motor-inverter drive train system*. International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management (PCIM) - Europe, 2015
- [73] M. SCHILLING ; U. SCHWALBE ; T. SZALAI ; T. HEIDRICH ; F. ENDERT ; S. IVANOV ; F. CUIBUS: *System voltage estimation for a decentralized electromotive drive train system*. 16th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE), 2014



---

## Formelzeichen und Abkürzungen

---

### Formelzeichen

$A$	Dynamikmatrix Zustandsraumdarstellung
$A$	Fläche, allgemein
$a$	Beschleunigung
$a, b, c$	Koordinatenachsen
$A^*$	thermisch effektive Fläche
$a_i$	Parameter Randbedingung
$A_L$	AL-Wert
$A_{chip}$	Chipfläche
$A_{fe}$	effektive Kernquerschnittsfläche
$A_{HL-ges}$	Für die Halbleiter verfügbare Gesamtfläche auf der PCB
$A_{pack}$	Fläche des Halbleitergehäuses
$A_{wi}$	Fläche des Wicklungsfensters
$B$	Eingangsmatrix Zustandsraumdarstellung
$b$	Breite
$B$	Flussdichte
$B_0$	Referenzflussdichte Kernverlustmessung
$b_i$	Fixkosten
$B_r$	Remanenzflussdichte
$B_{max}$	Sättigungsflussdichte
$C$	Kapazität, allgemein
$C$	Kapazitätsmatrix
$c^T$	Ausgangsmatrix Zustandsraumdarstellung
$C_\sigma$	parasitäre Kapazität
$C_{DS}$	Drain-Source-Kapazität
$C_{GD}$	Gate-Drain-Kapazität
$C_{GS}$	Gate-Source-Kapazität
$c_{i-ripple}$	Faktor zur Berücksichtigung der Stromwelligkeit
$C_{OSS}$	Ausgangskapazität

$C_{th-case}$	Wärmekapazität Gehäuse
$C_{th-C}$	Wärmekapazität des Aluminiumgehäuses
$C_{th-HS}$	Wärmekapazität Kühlkörper
$C_{th-PCB}$	Wärmekapazität der PCB
$C_{th-W}$	Wärmekapazität des Kondensatorwickels
$C_{th}$	Wärmekapazität, allgemein
$c_{th}$	spez. Wärmekapazität
$c_{wt}, c_{wr}$	Luftwiderstandskoeffizient
$C_{ZK}$	Zwischenkreiskapazität
$D$	Durchgriffsmatrix Zustandsraumdarstellung
$d(t), D$	Tastverhältnis zeitlich abhängig, konstant
$d, q$	Koordinatenachsen
$D^*$	Referenzdesign
$D_{opt}$	optimales Design
$E$	Energie, allgemein
$E_{on}, E_{off}, E_{on+off}$	Schaltverlustenergie Einschalten/Ausschalten bzw. Ein- und Ausschalten
$E_{SW}$	Schaltverlustenergie allgemein
$ESR$	Ersatzserienwiderstand, Kondensator
$F$	Kraft
$f, f(x)$	Funktion, allgemein
$f_0$	Referenzfrequenz Kernverlustmessung
$F_F, F_R$	Faktor Widerstandserhöhung Skin-Effekt (Folie-/ Rundleiter)
$f_0$	Referenzfrequenz für die Kernverlustmessung
$f_N$	Frequenz der ersten Harmonischen
$F_{RR}$	Rollreibung
$f_{SW}$	Schaltfrequenz
$g$	Gewichtungsfaktor
$G_F, G_R$	Faktor Widerstandserhöhung Proximity-Effekt (Folie-/ Rundleiter)
$g_i$	Gewichtungswert
$g_m$	Vorwärtssteilheit im linearen Bereich des MOSFET
$GK$	Gesamtkosten
$h$	Höhe
$H$	magnetische Feldstärke
$H_c$	Koerzitivfeldstärke
$H_{Bo}$	Übertragungsfunktion im Boost-Betrieb



$H_{Bu}$	Übertragungsfunktion im Buck-Betrieb
$I, i(t)$	Strom konstant, zeitlich abhängig
$i_G$	Getriebeübersetzung
$i_T, i_{T1}, \dots, i_{T6}$	Schalterstrom
$I_{AC-nenn}$	AC-Nennstrom, Kondensator
$I_{C-ZK-RMS}$	Effektivwert des Zwischenkreiskondensatorstromes
$i_{C1}, i_{C2}, i_{C3}$	Strom durch die Kapazitäten
$I_{current-tail}$	Schweifstrom IGBT
$i_D$	Diodenstrom
$i_{FB-ZK}$	Zwischenkreisstrom Full-Bridge-Converter
$I_{HV}$	Strom 48 V-Seite
$i_i$	Phasenstrom mit $i \in \{U, V, W\}$
$I_{L-AV}$	Strommittelwert durch die Induktivität
$I_{LB}$	Strom durch die Leiterbahn
$I_{LV}$	Strom 12 V-Seite
$i_L$	Strom durch die Induktivität
$I_{peak}$	Spitzenwert des Stromes
$i_{ph}(t), \hat{I}_{ph}$	Phasenstrom zeitlich veränderlich, Spitzenwert
$I_{Sd}, I_{Sq}$	Stromkomponenten im rotorfesten Koordinatensystem, stationärer Betrieb
$i_{Sd}, i_{Sq}$	Stromkomponenten im rotorfesten Koordinatensystem, dynamischer Betrieb
$I_{T-max}$	Spitzenwert des Schalterstromes
$I_{T-RMS}$	Effektivwert des Schalterstromes
$I_{umf}$	umfasster Strom
$I_{ZK-AV}, I_{ZK-RMS}$	Zwischenkreisstrom, Mittelwert, Effektivwert
$i_{ZK-Tp-RMS}$	Zwischenkreisstrom-Effektivwert über eine Schaltperiode
$i_{ZK}(t)$	Zwischenkreisstrom, zeitlich veränderlich
$J$	Trägheitsmoment
$j, k, i$	Zählvariable
$J_i$	Einzelzielfunktionen
$J_p$	Einzelzielfunktion als Nebenbedingung
$K$	Anzahl der Zielgrößen
$K$	absolute Kosten
$K$	Leitwertmatrix
$K_1, K_2, K_3$	Parameter der allgemeinen Bewegungsgleichung
$K_A$	Faktor zur Berücksichtigung der Freiflächen

$K_B$	Wirbelstromverlustkoeffizient
$K_g$	Auswahlgröße Drosselkern
$K_H$	Hystereseverlustkoeffizient
$K_u$	Kupferfüllfaktor
$K_{cos-lin}$	Korrekturfaktor Kernverluste für beliebige Wellenformen
$K_{fe}$	Kernverlustkoeffizient
$K_{gfe}$	Auswahlgröße Trafokern
$K_{sys}$	Systemkosten
$L$	Induktivität, allgemein
$L(\underline{x})$	Lagrangefunktion
$L_0$	Lebensdauer ohne Belastung unter Nennbedingungen
$l_m$	effektive magnetische Weglänge
$L_{12}$	Gegeninduktivität
$L_\sigma$	parasitäre Induktivität
$L_{BN}$	Bordnetzinduktivität
$L_d$	Induktivität in Richtung der Rotorachse
$L_q$	Induktivität senkrecht der Rotorachse
$L_{RE}$	Induktivität eines Rechteckleiters
$LD$	Lebensdauer
$m$	Masse, allgemein
$M, M_{nenn}, M_{max}$	Drehmoment, Nenndrehmoment, Maximaldrehmoment
$M_D$	Datenmatrix
$M_u$	Modulationsgrad
$M_{Last}$	Lastdrehmoment
$M_R$	Reibmoment
$m_{sys}$	Systemmasse
$MLT$	mittlere Windungslänge (engl. Mean Length per Turn)
$n$	Anzahl der Optimierungsvariablen
$n$	Windungszahl / Übersetzungsverhältnis
$n(\underline{x})$	Nebenbedingungen Lagrangefunktion
$n, n_{nenn}, n_{max}$	Drehzahl, Nenndrehzahl, Maximaldrehzahl
$p$	Polpaarzahl
$P, p(t)$	Leistung konstant, zeitlich abhängig
$P, P_{nenn}, P_{max}$	Leistung, Nennleistung, Maximalleistung
$P_{in}$	Eingangsleistung
$P_{mech}$	mechanische Leistung

$P_{out}$	Ausgangsleistung
$P_{V-AC}$	Verlustleistung AC-Kabel
$P_{V-AVT}$	Verlustleistung Aufbau- und Verbindungstechnik
$P_{V-Bat}$	Verlustleistung Batterie
$P_{V-C-ZK}$	Verlustleistung Zwischenkreiskondensator
$P_{V-core}$	Kernverluste
$P_{V-DC}$	Verlustleistung DC-Kabel
$P_{V-ges}$	Verlustleistung Gesamtsystem
$P_{V-IGBT-Uce}$	Verlustleistung IGBT, Durchlassverluste
$P_{V-IGBT}$	Verlustleistung IGBT
$P_{V-Inv-Control}$	Ansteuerverluste Umrichter
$P_{V-Inv-D}$	Verluste Freilaufdiode Umrichter
$P_{V-Inv-Rdson}$	Durchlassverluste Umrichter
$P_{V-Inv-SW}$	Schaltverluste Umrichter
$P_{V-Inv-ZK}$	Verlustleistung Umrichter-Zwischenkreis
$P_{V-Inv}$	Verlustleistung Umrichter
$P_{V-L-HV}$	Verlustleistung Magnetbauelemente 48V-Seite
$P_{V-L-LV}$	Verlustleistung Magnetbauelemente 12V-Seite
$P_{V-mess}$	Verlustleistung, gemessen
$P_{V-MOS-HV}$	Verlustleistung MOSFET 48V-Seite
$P_{V-MOS-LV}$	Verlustleistung MOSFET 12V-Seite
$P_{V-MOS-Rdson}$	Verlustleistung MOSFET, Durchlassverluste
$P_{V-MOS}$	Verlustleistung MOSFET
$P_{V-PESM-Cu}$	Ohmsche Verluste permanenterregte Synchronmaschine
$P_{V-PESM-Fe}$	Hysteres- und Reibungsverluste permanenterregte Synchronmaschine
$P_{V-PESM}$	Verlustleistung permanenterregte Synchronmaschine
$P_{V-reib}$	Reibungsverluste Rotorlager
$P_{V-SW}$	Schaltverluste
$P_{V-TN-D}$	Verlustleistungsmittelwert über eine Grundwelle, Diode
$P_{V-TN-IGBT}$	Verlustleistungsmittelwert über eine Grundwelle, IGBT
$P_{V-TN-MOS}$	Verlustleistungsmittelwert über eine Grundwelle, MOSFET
$p_{V-Tp-D}$	Verlustleistung über eine Schaltperiode, Diode
$p_{V-Tp-IGBT}$	Verlustleistung über eine Schaltperiode, IGBT
$p_{V-Tp-MOS}$	Verlustleistung über eine Schaltperiode, MOSFET
$P_{V-wi}$	Wicklungsverluste

$p_{v0}$	volumenbezogene Verluste aus Kernverlustmessung
$P_V$	Verlustleistung, allgemein
$Q$	Ladung, allgemein
$Q$	Wärmemenge
$Q(x)$	Gütefunktion
$Q_G$	Gate-Ladung
$Q_{OSS}$	Ladung der Ausgangskapazität
$Q_{rr}$	Speicherladung, Diode, Body-Diode
$R$	Widerstand, allgemein
$r$	Radius
$R_G$	Gatevorwiderstand
$R_{Acc}$	Akkumulationswiderstand
$R_{AC}$	Wechselstromwiderstand
$R_{Bat}$	Innen- und Kontaktwiderstand der Batterie
$r_{CE}$	Kollektor-Emitter-Widerstand, IGBT
$R_{CH}$	Kanalwiderstand
$R_{DC}$	Gleichstromwiderstand
$R_{DSon}$	Drain-Source-Kanalwiderstand im eingeschalteten Zustand des MOSFET
$r_{dyn}$	dynamischer Reifendurchmesser
$r_D$	differentieller Durchlasswiderstand, Diode
$R_{JFET}$	Widerstand des intrinsischen JunctionFET
$R_{mc}$	Widerstand der Maschinenkontakte
$R_S$	Statorwiderstand
$R_{th-B-I}$	thermischer Widerstand zwischen PCB-Unterseite und Isolation (Gapfiller)
$R_{th-C-HS}$	thermischer Widerstand zwischen Gehäuse und Kühlkörper (heatsink)
$R_{th-C-I}$	thermischer Widerstand zwischen Gehäuse (case) und Isolation
$R_{th-C-S}$	thermischer Widerstand zwischen Gehäuse und Lötfläche
$R_{th-H-C}$	thermischer Widerstand zwischen Heißpunkt im Wickel und Gehäuse
$R_{th-H-T}$	thermischer Widerstand zwischen Heißpunkt im Wickel und Kontakten
$R_{th-HS-a}$	thermischer Widerstand zwischen Kühlkörper (heatsink) und Umgebung
$R_{th-I-HS}$	thermischer Widerstand zwischen Isolation und Kühlkörper (heatsink)

$R_{th-j-C}$	thermischer Widerstand zwischen Sperrschicht und Gehäuse (case)
$R_{th-j-HS}$	thermischer Widerstand zwischen Sperrschicht und Kühlkörper (heatsink)
$R_{th-S-T}$	thermischer Widerstand zwischen Lötfläche und thermischen Vias
$R_{th-T-B}$	thermischer Widerstand zwischen Oberseite (Top) und Unterseite (Bot) der PCB
$R_{th}$	thermischer Widerstand, allgemein
$R_{wi}$	Wicklungswiderstand
$S$	Scheinleistung
$S$	Stromdichte
$s$	Weglänge
$s_U, s_V, s_W$	Schaltfunktion
$S_e$	Sensitivität zwischen Eingang und Ausgang
$SUR$	Schalterausnutzung (switch utilization ratio)
$t$	Zeit, allgemein
$T, \vartheta$	Temperatur, allgemein
$T_0$	Referenztemperatur für Lebensdauerangabe
$T_h$	Hotspottemperatur
$T_i$	Technologiefaktor Kosten
$T_j$	Temperatur Verlustleistungsquelle / Chip
$T_N$	Periodendauer Grundwelle
$T_p$	Periodendauer
$T_a$	Umgebungstemperatur
$T_{case}$	Temperatur des Gehäuses
$T_{CESW}$	Temperaturkoeffizient der Schaltverluste
$T_{core}$	Temperatur des Magnetkerns
$T_{HS}$	Temperatur des Kühlkörpers
$t_{on}, t_{off}$	Einschalt- , Ausschaltzeit
$T_{ref}$	Referenztemperatur
$t_{ri}, t_f$	Anstiegs-, Abfallzeit
$T_{SVPWM}$	Transformationsmatrix Raumzeigermodulation
$T_{wi}$	Temperatur der Wicklungen
$u$	Eingang
$U, u(t)$	Spannung konstant, zeitlich abhängig
$U_{(1)}$	erste Harmonische der Spannung

$U_{Bat}$	Batteriespannung
$U_{C1}, U_{C2}, U_{C3}$	Spannung an den Kapazitäten
$U_{CE-sat}$	Kollektor-Emitter-Sättigungsspannung
$U_{CE0}$	Kollektor-Emitter-Schleusenspannung
$U_F$	Durchlassspannung, Diode
$U_{G-on}, U_{G-off}$	Einschalt- , Ausschaltspannung des Gatetreibers
$U_{GS-plateau}$	Gate-Source-Spannung Millerplateau, MOSFET
$U_{GS-th}$	Einschaltschwelle der Gate-Source-Spannung, MOSFET
$U_{GS}$	Gate-Source-Spannung, MOSFET
$U_{HV}$	Spannung 48 V-Seite
$u_{i0}$	Phase-Mittelpunkt-Spannung mit $i \in \{U, V, W\}$
$u_i$	Phase-Sternpunkt-Spannung mit $i \in \{U, V, W\}$
$u_{k0}$	Sternpunkt-Spannung
$u_{LL}$	Leiter-Leiter-Spannung
$U_{LV}$	Spannung 12 V-Seite
$U_{peak}$	Spitzenwert der Spannung
$U_{reserve}$	Spannungsreserve zur Regelung
$U_{Sd}, U_{Sq}$	Spannungskomponenten im rotorfesten Koordinatensystem, stationärer Betrieb
$u_{Sd}, u_{Sq}$	Spannungskomponenten im rotorfesten Koordinatensystem, dynamischer Betrieb
$u_{TRP}$	Transformatorspannung, primärseitig
$u_{TRS}$	Transformatorspannung, sekundärseitig
$U_T, U_{TB}$	Spannung am Transistor
$U_{ZK}$	Zwischenkreisspannung
$V$	Volumen, allgemein
$v, v_{nenn}, v_{max}$	Geschwindigkeit, Nenngeschwindigkeit, Maximalgeschwindigkeit
$V_{fe}$	Volumen Eisenkern
$V_{sys}$	Systemvolumen
$W_A$	Wicklungsfenster (Fläche)
$x$	Länge
$x_U, x_V, x_W$	Schaltfunktion
$x_i$	Optimierungsgröße, Entscheidungsgröße, allgemein
$Z$	Impedanz, allgemein
$Z_{BN}$	Bordnetzimpedanz
$Z_{th}$	thermische Impedanz

$\hat{p}$	geschätzter Parametervektor
$\hat{y}, \hat{\underline{y}}$	geschätzte Ausgangsgröße, Ausgangsvektor
$\underline{\Psi}_S^r$	Statorflussraumzeiger im rotorfesten Koordinatensystem
$\underline{\Psi}_S^s$	Statorflussraumzeiger im statorfesten Koordinatensystem
$\underline{\Psi}_{max}^r$	maximaler Statorflussraumzeiger im rotorfesten Koordinatensystem
$\underline{i}_S^r, \underline{I}_S^r$	Stromraumzeiger im rotorfesten Koordinatensystem, dynamisch, stationär
$\underline{i}_S^s, \underline{I}_S^s$	Stromraumzeiger im statorfesten Koordinatensystem, dynamisch, stationär
$\underline{J}$	Vektor von Zielfunktionen
$\underline{u}_S^r, \underline{U}_S^r$	Spannungsraumzeiger im rotorfesten Koordinatensystem, dynamisch, stationär
$\underline{u}_S^s, \underline{U}_S^s$	Spannungsraumzeiger im statorfesten Koordinatensystem, dynamisch, stationär
$\underline{U}_1, \underline{U}_2$	Basisraumzeiger
$\underline{U}_{soll}$	Sollspannungszeiger
$\underline{x}$	Optimierungsvektor
$\underline{x}$	Zustandsvektor
$\underline{y}, \underline{y}$	Ausgangsgröße, Ausgangsvektor
$\alpha$	spez. Wärmeübergangskoeffizient
$\alpha, \beta$	Koordinatenachsen
$\alpha_S$	Kernverlustexponent (Frequenz)
$\alpha_T$	Temperaturkoeffizient des elektrischen Widerstands
$\beta_S$	Kernverlustexponent (Flussdichte)
$\Delta I_L$	Rippelstrom durch die Induktivität
$\Delta J_{\Sigma p-max}$	Grenzwert einer Randbedingung
$\Delta J_{\Sigma-i}$	Verbesserung Einzelzielgröße über versch. Variationen
$\Delta Q_{\Sigma}$	mehrkriterielle Gütefunktion
$\Delta T_W$	Temperaturerhöhung über Kondensatorwickel
$\Delta$	Differenz
$\delta$	Eindringtiefe, Skin-Effekt
$\epsilon$	Permittivität
$\eta$	Wirkungsgrad
$\eta_{PESM}$	Wirkungsgrad, permanenterregte Synchronmaschine
$\Gamma$	Lösungsraum
$\gamma$	Leistungsgewicht

$\gamma$	Drehwinkel
$\lambda$	Eigenwerte
$\lambda$	Lagrange-Multiplikator
$\lambda$	Spannungs-Zeitfläche
$\lambda$	spez. Wärmeleitfähigkeit
$\mu_r$	relative Permeabilität
$\nu_F, \nu_R$	Verhältnis Geometriegröße zu Eindringtiefe, Folienleiter, Rundleiter
$\omega$	elektr. Kreisfrequenz, allgemein
$\omega_N, \omega_{el}, \omega_{mech}$	Kreisfrequenz Grundwelle, elektrisch, mechanisch
$\Phi$	Steuerwinkel
$\Psi$	magnetischer Fluss
$\Psi_{PM}$	Flusskomponenten des Permanentmagneten
$\Psi_{Sd}, \Psi_{Sq}$	Flusskomponenten im rotorfesten Koordinatensystem
$\rho$	Dichte, spez. elektrischer Widerstand
$\rho$	Leistungsdichte
$\sigma$	relative Kosten
$\sigma$	elektrische Leitfähigkeit
$\sigma_i$	spez. Kosten / Proportionalitätsfaktor Kosten
$\varnothing D$	Durchmesser
$\varphi$	Winkel
$\vartheta$	Temperatur
sRect()	periodische Rechteckfunktion
sTrpz()	periodische Dreieckfunktion



## Abkürzungen und Indizes

2DEG	2-Dimensional Electron Gas
AC	Alternating Current
AD	Analog Digital
AlNiCo	Aluminium Nickel Cobald
AP	Arbeitspunkt
ASIL	Automotive Safety Integrity Level
AV	Average Value (Mittelwert)
AVT	Aufbau- und Verbindungstechnik
AWG	American wire gauge
B6	dreiphasiger Umrichter, Brücke aus sechs Schaltern
BB	Branch and Bound Algorithmus
BE	Bauelement
calc	berechnet
CD	Current-Doubler, Gleichrichtertopologie mit DC-Mittelpunkt und Stromeinprägung
DAB	Dual-Active-Bridge-Converter
DC	Direct Current
DCB	Direct Copper Bonding
DFT	Diskrete Fourier-Transformation
DIN	Deutsches Institut für Normung
ECE-15	Stadtfahrzyklus
FBC	Full-Bridge-Converter
FeBNe	Eisen-Bor-Neodym
FEM	Finite-Elemente-Methode
FK	Federkontakttechnik
FKN	Kondensator mit Kunststoffolie als Dielektrikum und Elektrodenmetallfolie
FOM	Figure Of Merit
FR4	glasfaserbasierter Schaltungsträgerverbundwerkstoff
FZ1	Realer, gemessener Fahrzyklus
G.m.D.	Geometric mean Distance
GaN	Gallium Nitride
ges	Gesamtwert
HEMT	High Electron Mobility Transistor
HF	Hochfrequenz
HV	High Voltage-Level (48 V Ebene)
HVS	High Voltage-Level Switch (Schalter auf der 48 V Ebene)

IGBT	Insulated Gate Bipolar Tranistor
IMS	Insulated Metal Substrate
In	Eingang
IPC	Institute of Printed Circuits, Association Connecting Electronics Industries (weltweiter Fachverband für Leiterplatten und Elektronikindustrie)
ISO	International Standards Organisation
ist	Istwert
KF	Kontaktfläche
KS	Kabelschuhverbindung
LBB	Leiterbahnbreite
Li-Ion	Li-Ionen-Akkumulator
LK	Lötkontakt (Weichlöten)
LLC	LLC-Converter
LUT	Look-Up-Table
LV	Low Voltage-Level (12 V Ebene)
LVS	Low Voltage-Level Switch (Schalter auf der 12 V Ebene)
max	maximal
mess	gemessen
MILP	Mixed-Integer-Linear-Programming
min	minimal
MKF	Metall-Kunststoff-Folie
MKN	Kondensator mit metallisierter Kuntstofffolie
MKP	Metall-Kunststoff-Papier
MM	Magnetmaterial
MMC	Modular Multilevel Converter
MOSFET	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Tranistor
NEFZ/NEDC	Neuer europäischer Fahrzyklus/ New European Driving Cycle
nenn	Nennwert
OEM	Original Equipment Manufacturer (Erstausrüster)
Opti-PAC	Optimierung von passiven und aktiven Komponenten, Methodenbezeichnung
Out	Ausgang
PCB	Printed Circuit Board
PESM	permanentenerregte Synchronmaschine
PF	Pareto-Front
PRC	Parallel-Resonance-Converter
PV	Pressverbindung
PWM	Pulse Width Modulation

ripple	Welligkeit
RMS	Root Mean Square (Effektivwert)
RP	relaxiertes Problem
SELV	Safety Extra Low Voltage
Si	Silicon
SiC	Silicon Carbide
SISO	Single Input Single Output
SMD	Surface Mounted Device
soll	Sollwert
SPICE	Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis
STS	Short Time Energy Storage
SVPWM	Space Vector Pulse Width Modulation
T	Transistor
THD	Total Harmonic Distortion
THT	Trough Hole Technology
TO	Transistor Outline
TOLL	TO-Leadless (Package)
UN/ECE	United Nations Economic Commission for Europe
US	Ultraschallschweißen
VDA	Verband der Automobilindustrie
VDI	Verband Deutscher Ingenieure
WBG	Wide-Bandgap
X-Ray	X-Röntgenstrahlung
X7R	Klassifizierung von Keramikkondensatoren mit hoher Dielektrizitätskonstante
ZCS	Zero Current Switch
ZOH	Zero order hold (Abtastglied)
ZVS	Zero Voltage Switching



## A1: Auswertung der Experteninterviews, Ableitung von Handlungsempfehlungen

Zur Sammlung der Handlungsempfehlungen und Forschungsschwerpunkte wurde eine Expertenbefragung bei folgenden Unternehmen durchgeführt:

Tabelle 8.1: Liste der Unternehmen, bei welchen die Expertenbefragungen durchgeführt wurden; Zeitraum der Statistik-Aufnahme: 2014 - 2016

Experten:	Marktsegment
AB Mikroelektronik	Automotive Systeme
CE-Lab	Elektronik Prüflabor
e hoch x Beratungsgesellschaft	Unternehmensberatung (Studie Elektromobilität und Bordnetze)
European Electrical Bus Company	Elektrische Antriebe, Lösungen öffentliche Verkehrsnetze
OnSemi	Halbleiter / Treiber / Mikrocontroller
Hako	Reinigung, Kommunaltechnik
Häusermann	Leiterplattenhersteller, Großserie, Sonderlösungen
IAV Automotive Engineering	Automotive Engineering
IDAM	Antriebstechnik
Infineon	Halbleiter / Treiber / Mikrocontroller
ISLE Steuerungstechnik und Leistungselektronik	Leistungselektronik / Engineering
Jenoptik	Energietechnik und Antriebssysteme
John Deere	Landwirtschaftsmaschinen
LFG Oertel	PCB-Hersteller Kleinserie, Sonderlösungen
MEG Mechanik	Mechanik, Ladetechnik
ProNova Leistungselektronik	Leistungselektronik / Engineering
Schweizer Electronic	Leiterplattenhersteller, Großserie, Sonderlösungen
Semikron	Leistungselektronik Systemlösungen / Modullösungen
Wittig - Electronic	Distributor, passive Bauteile
Würth Elektronik	Leiterplattenhersteller, Passive BE, AVT

Die Analyse und Auswertung der Gespräche ergibt die in Abbildung 8.2 dargestellte Statistik. Die Schwerpunktthemen Gesamtsystemverhalten, thermisches Management und Systemintegration überwiegen in der Anzahl der Nennungen. Einzelnennungen von Schwerpunktthemen sind in der Statistik nicht berücksichtigt.

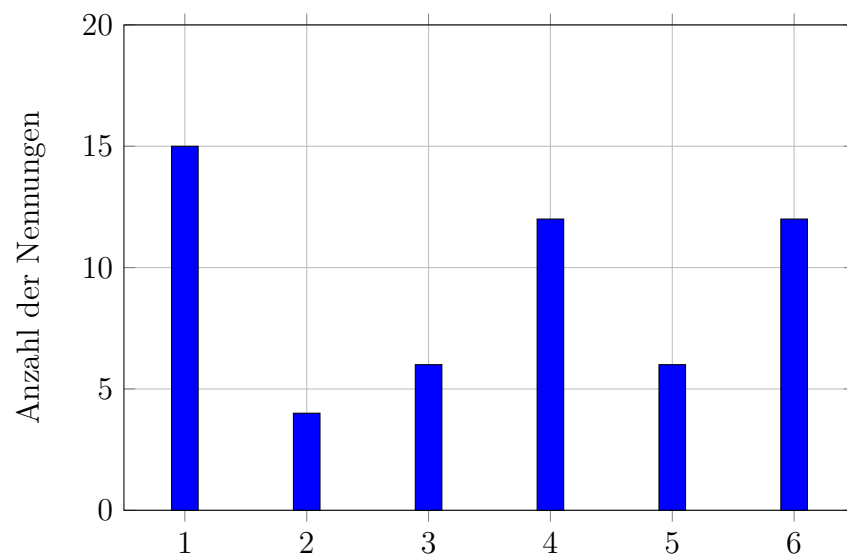


Abbildung 8.2: Auswertung der Expertenbefragung, 1 - Gesamtsystemverhalten, 2- Untersuchung Zwischenkreis, 3 - AVT, 4 - Thermisches Management, 5 - 12 V/48 V Bordnetz, 6 - Systemintegration

## A2: Simulations- und Auslegungsergebnisse des Konvertervergleichs

### a) Kernausswahl

FLUWAN10Flusswandler/Kernausswahl (Grunddateneingabe/Kernausswahl)									
Typwicklung									
Takt-Schema		Mittelpunkt-Wicklung		Kern-Reihe		Kern-Werkstoff			
<input type="radio"/> Ein-Takt <input checked="" type="radio"/> Zwei-Takt <input type="radio"/> Phase-Shift		<input checked="" type="radio"/> ohne <input type="radio"/> primär <input type="radio"/> sekundär <input type="radio"/> prim.+sek.		<input type="radio"/> ETD <input type="radio"/> PM <input checked="" type="radio"/> EILP <input type="radio"/> EIQ <input type="radio"/> EFD <input type="radio"/> RM <input type="radio"/> EELP <input type="radio"/> EEQ <input type="radio"/> EE <input type="radio"/> EVD		<input type="radio"/> N27 <input checked="" type="radio"/> N97 <input type="radio"/> N67 <input type="radio"/> N92 <input type="radio"/> N87 <input type="radio"/> N49 <input type="radio"/> SKW			
U <sub>emax</sub> /V	52,000	U <sub>anenn</sub> /V	12,000	V <sub>tmax</sub>	0,980	Zvluft	2,000	RHO/(Vmm/A)	
U <sub>emin</sub> /V	36,000	U <sub>dfluss</sub> /V	0,200	V <sub>flanke</sub> /%	2,000			0,0000230	
U <sub>enenn</sub> /V	48,000	I <sub>anenn</sub> /A	69,500	F <sub>takt</sub> /kHz	100,000	S <sub>grenz</sub> /mm	1,000	RHO(Cu 100 Grd C)	
C <sub>imagnenn</sub>	0,050	C <sub>iwellnenn</sub>	0,100	B <sub>sat</sub> /mT	170,000			0,000023 Vmm/A	
				K <sub>tvor</sub>	1,000				
Kernausswahl		Kern-Werkstoff N97							
Kern	Pfe/W	Pcu/W	DTke/K	DTwi/K					
EILP14	0,026	3333,353	254710,200	788413,600					
EILP18	0,083	428,270	17057,560	45006,270					
EILP22	0,207	69,945	1561,288	4243,491					
EILP32	0,478	18,549	226,178	485,281					
EILP38	0,853	5,739	53,672	105,403					
EILP43	1,159	3,148	28,688	49,053					
<b>EILP58</b>	<b>2,150</b>	<b>1,132</b>	<b>13,553</b>	<b>14,821</b>					
EILP64	3,804	0,603	15,356	13,408					
SonderE	5,113	0,183	18,308	13,250					

### b) Auslegung der Wicklungen (ideale Betrachtung)

Optimierung der Windungszahlen											
Topologie-Ausgabe			Wp	Ws	Al-Wert/nH	Pfe/W	Pcu/W	DTke/K	DTwi/K		
			2.433	0.877	11406,345	2.150	1.132	13.553	14.821		
Ü. Wdg.	Ü. Al-W.	neu	3.000	1.000	12500,000	1.324	1.572	11.279	15.023		
Kern	Bwred/mm	Hw/mm	Lw/mm	Fm/mm²	Vm/mm³	Cm	Uemin/V	Vtnenn	DBmax/mT	DBnenn/mT	Cimag
EILP58	19,50	6,50	169,00	308,00	21000,0	1,234	36,000	0,745	340,000	225,777	0,050
							38,936	0,803	275,758	198,052	0,035

Abbildung 8.3: HF-Trafo Auslegung für die betrachteten Konverter; Ausgangspunkt sechsfache Parallelschaltung des Transformators bzw. Gesamtsystems; a) Kernausswahl - Ergebnis EILP58 Planarkern mit Material N97; b) Wicklungszahl  $n_p = 3, n_s = 1$

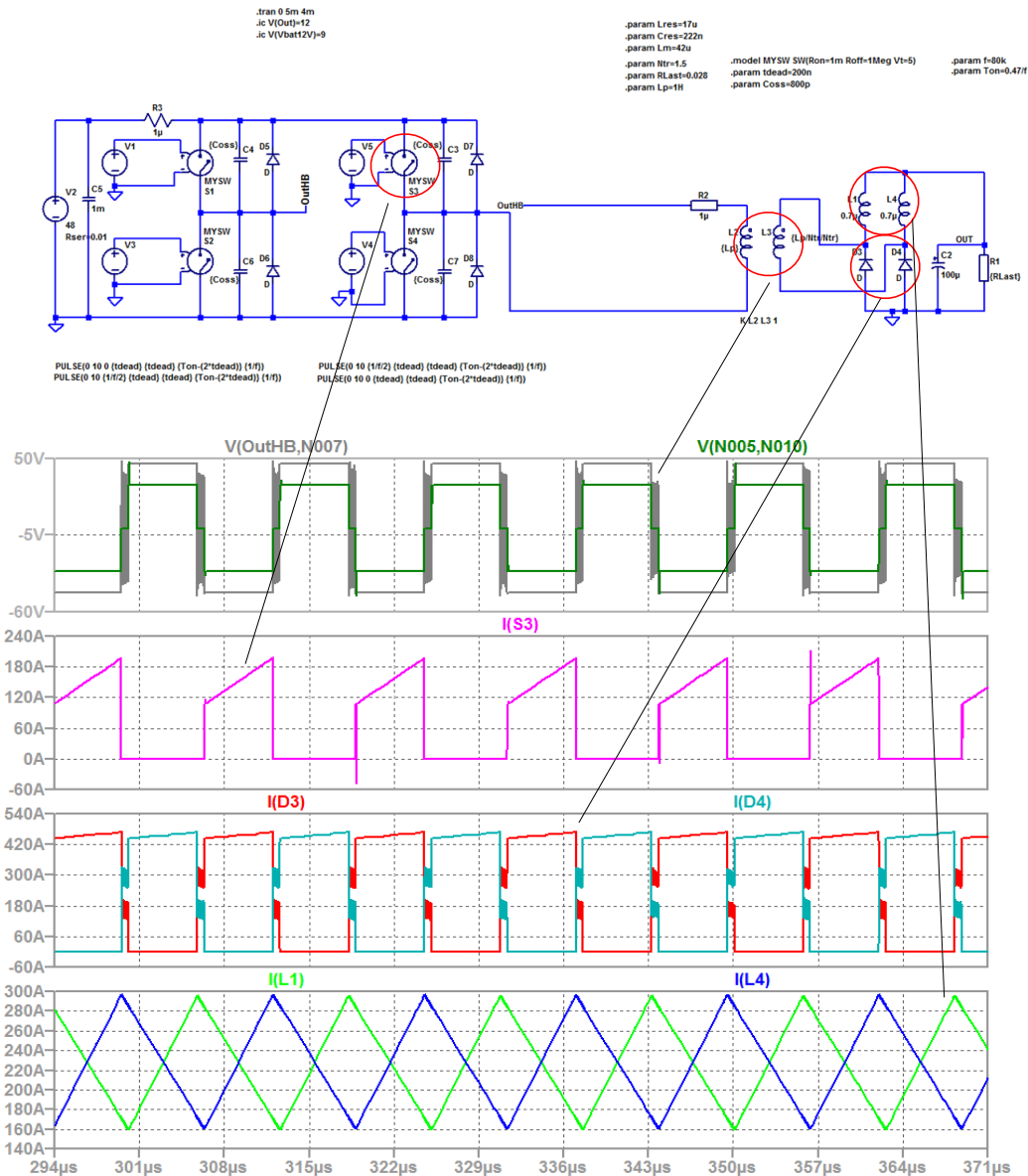


Abbildung 8.4: LT-Spice Simulationsergebnis des Full-Bridge-Converters mit Current Doubler und den Strom- und Spannungskurven ausgewählter Hauptkomponenten

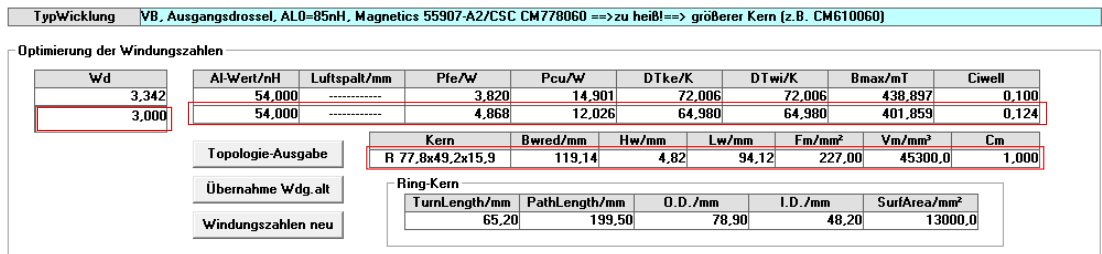


Abbildung 8.5: Drosselauslegung für den Full-Bridge-Converter mit Current Doubler; Ausgangspunkt simulierte Drosselströme; a) Kernausswahl - Ergebnis R77,9 Ringkern mit Material MPP; Wicklungszahl  $n = 3$



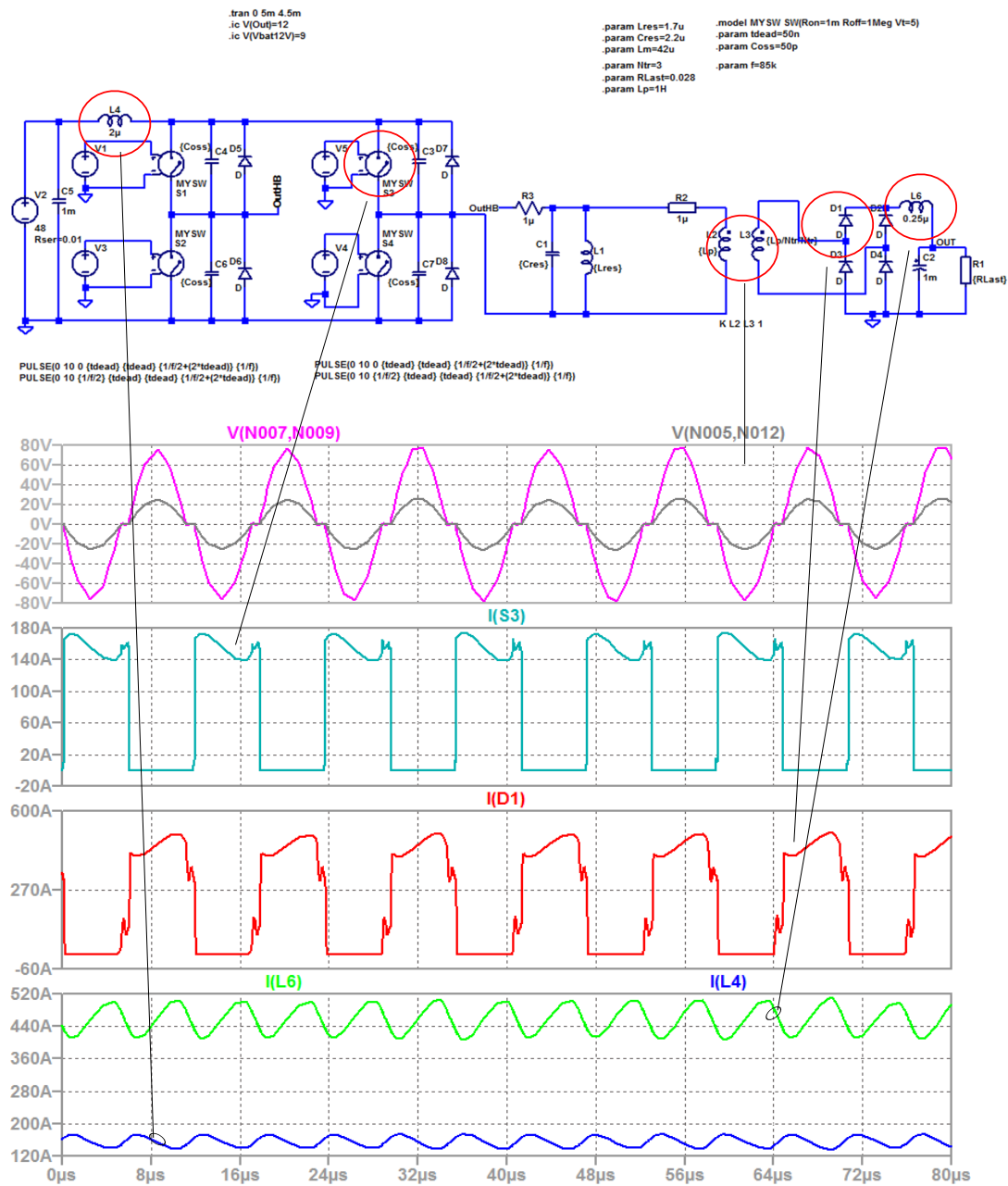


Abbildung 8.6: LT-Spice Simulationsergebnis des Parallel-Resonant-Converters mit den Strom- und Spannungskurven ausgewählter Hauptkomponenten

## a) Drossel HV-Seite

Optimierung der Windungszahlen

Wd	Al-Wert/nH	Luftspalt/mm	Pfe/W	Pcu/W	DTke/K	DTwi/K	Bmax/mT	Ciwell
5,899	73,000	-----	2,182	5,270	28,664	28,664	352,852	0,100
5,000	73,000	-----	3,163	3,798	26,772	26,772	308,844	0,139

Kern	Bwred/mm	Hw/mm	Lw/mm	Fm/mm²	Vm/mm³	Cm
R 77,8x49,2x15,9	119,14	4,82	94,12	227,00	45300,0	1,000

Ring-Kern

TurnLength/mm	PathLength/mm	O.D./mm	I.D./mm	SurfArea/mm²
65,20	199,50	78,90	48,20	13000,0

## b) Drossel LV-Seite

Optimierung der Windungszahlen

Wd	Al-Wert/nH	Luftspalt/mm	Pfe/W	Pcu/W	DTke/K	DTwi/K	Bmax/mT	Ciwell
2,346	68,000	-----	2,700	7,343	38,625	38,625	387,962	0,100
2,000	68,000	-----	3,863	5,351	35,441	35,441	341,081	0,138

Kern	Bwred/mm	Hw/mm	Lw/mm	Fm/mm²	Vm/mm³	Cm
R 77,8x49,2x15,9	119,14	4,82	94,12	227,00	45300,0	1,000

Ring-Kern

TurnLength/mm	PathLength/mm	O.D./mm	I.D./mm	SurfArea/mm²
65,20	199,50	78,90	48,20	13000,0

Abbildung 8.7: Drosselauslegung für den Parallel-Resonant-Converter; Ausgangspunkt simulierte Drosselströme; a) Kernausswahl - Ergebnis 2 x R77,9 Ringkern mit Material MPP; Wicklungszahl  $n_{HV} = 5$ ,  $n_{LV} = 2$

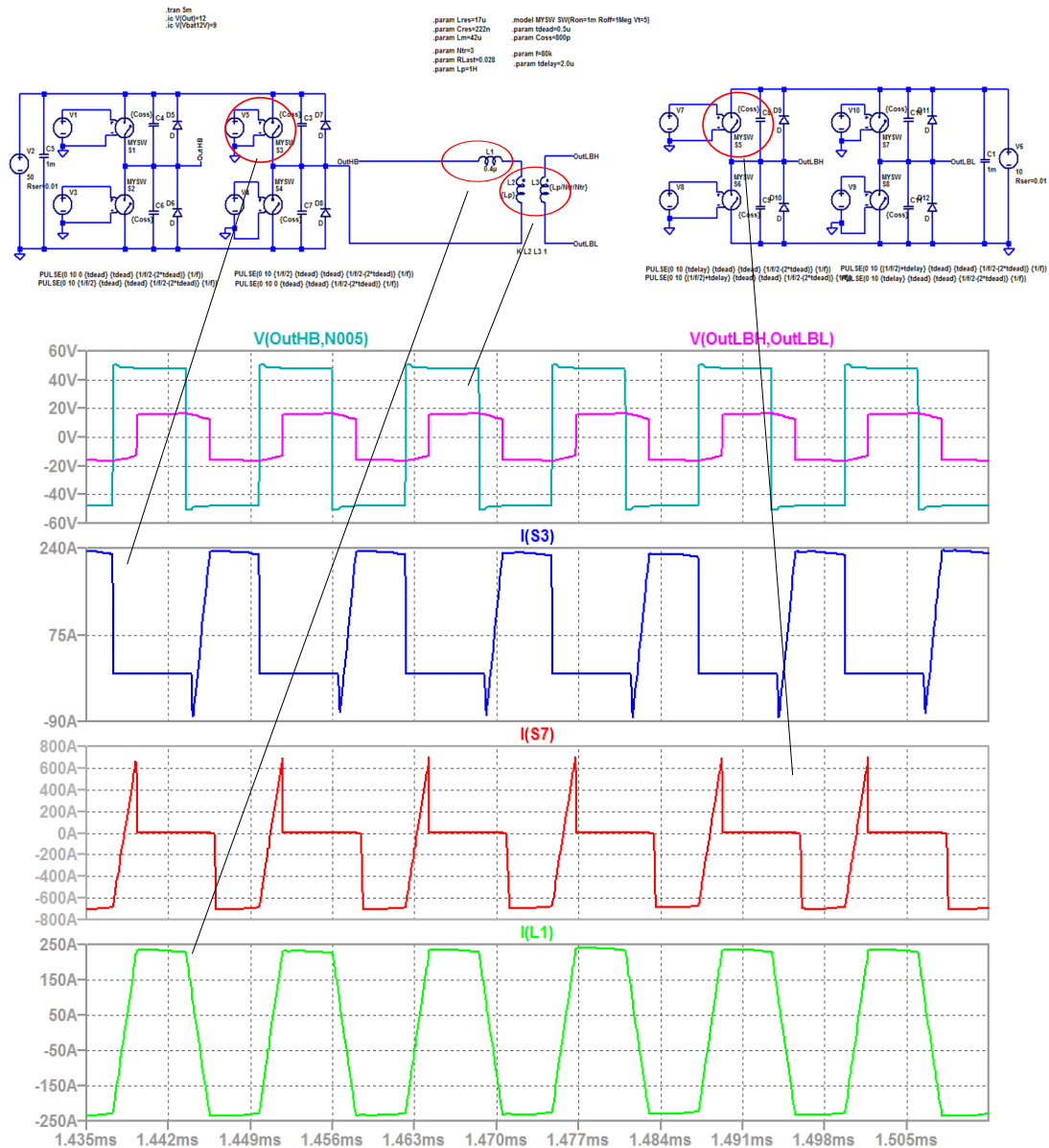
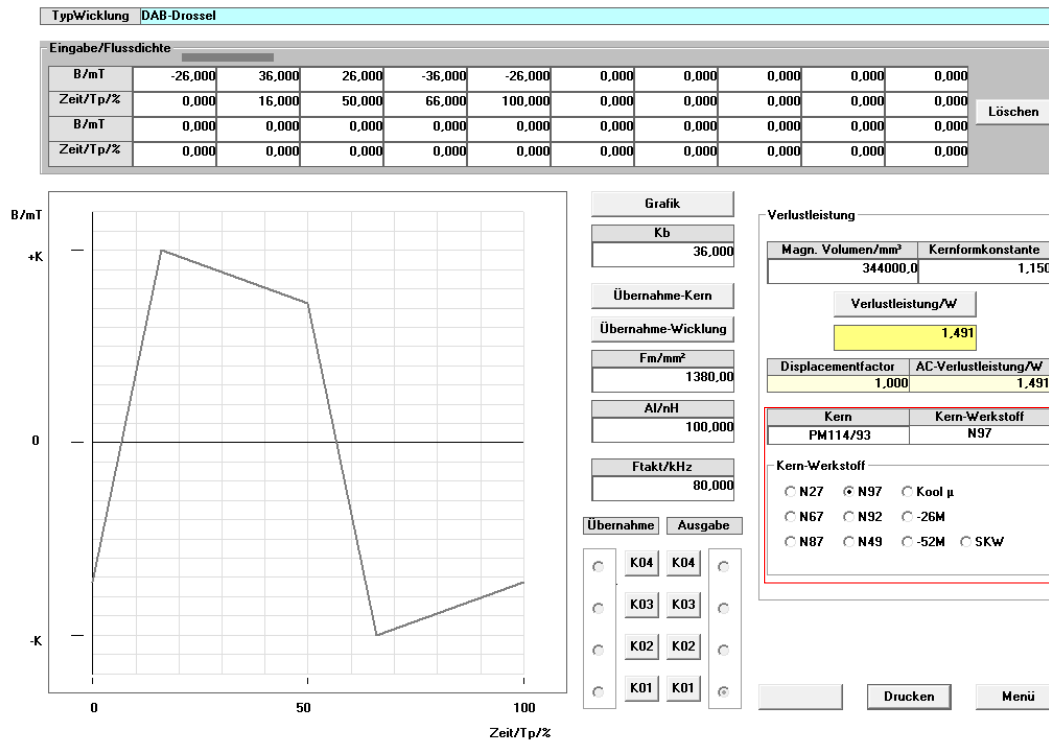


Abbildung 8.8: LT-Spice Simulationsergebnis des Dual-Active-Bridge-Converters mit den Strom- und Spannungscurven ausgewählter Hauptkomponenten

## a) DAB AC-Drossel Kernausslegung



## b) DAB AC-Drossel Wicklungsauslegung

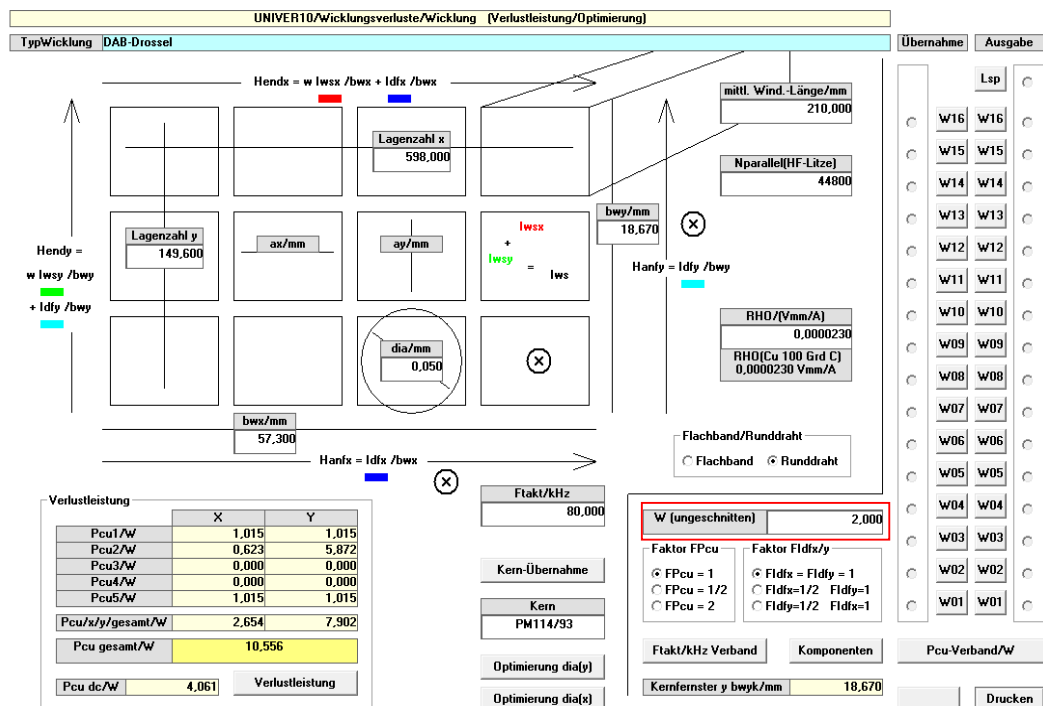


Abbildung 8.9: AC-Drosselauslegung für den Dual-Active-Bridge-Converter; Ausgangspunkt simulierte Drosselströme; a) Kernausswahl - Ergebnis PM114/93 Kern mit Material N97; b) Wicklungsauslegung Wicklungszahl  $n = 2$  - HF-Litze

## A3: Koordinatentransformationen

In der Leistungselektronik hat sich zur übersichtlicheren Darstellung der Übergang vom 3 Phasensystem  $(x_U, x_V, x_W)$  in einen Raumzeiger  $(x_\alpha, x_\beta)$  etabliert. Diese Transformation wird auch 3/2 Wandlung genannt. Sie kommt ursprünglich aus der Felddescription von Maschinendrehfeldern [29, S.252 ff.].

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{2}{3} & \frac{-1}{3} & \frac{-1}{3} \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{-1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix}}_{T_{32}} \begin{bmatrix} x_U \\ x_V \\ x_W \end{bmatrix} \quad (8.1)$$

Durch eine sogenannte Park-Transformation (Vektordrehung) wird aus der Winkelinformation des rotierenden Zeigers (im festen Koordinatensystem) eine Transformation in einen stehenden Zeiger (im rotierenden Koordinatensystem) durchgeführt. Eine Inverse Transformation zur Umrechnung der Koordinatensysteme ist ebenfalls möglich. Diese Transformation ist notwendig, um die Methoden der Gleichgrößenregelung auch für sinusförmige Größen anwenden zu können.

$$(x_d + jx_q) \cdot e^{j\gamma} = \underbrace{x_d \cdot e^{j\gamma}}_{x_\alpha} + j \underbrace{x_q \cdot e^{j\gamma}}_{x_\beta} \quad (8.2)$$

$$= (x_d + jx_q) \cdot [\cos(\gamma) + j\sin(\gamma)] \quad (8.3)$$

$$= x_d \cos(\gamma) + jx_d \sin(\gamma) + jx_q \cos(\gamma) - x_q \sin(\gamma) \quad (8.4)$$

$$= \underbrace{x_d \cos(\gamma) - x_q \sin(\gamma)}_{x_\alpha} + j \underbrace{[x_d \sin(\gamma) + x_q \cos(\gamma)]}_{x_\beta} \quad (8.5)$$

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \cos(\gamma) & -\sin(\gamma) \\ \sin(\gamma) & \cos(\gamma) \end{bmatrix}}_{T_{dq-\alpha\beta}} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} \quad (8.6)$$

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \cos(\gamma) & \sin(\gamma) \\ -\sin(\gamma) & \cos(\gamma) \end{bmatrix}}_{T_{\alpha\beta-dq}} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} \quad (8.7)$$

## A4: Formeln zur Vorauswahl der Bauelemente

Hinweis: In diesem Abschnitt werden Dimensionierungsformeln abgeleitet, die in erster Linie zur schnellen Grobauswahl der Bauelemente herangezogen werden. Aus diesem Grund werden in den Formeln folgende Vereinfachungen getroffen:

- Vernachlässigung der Stromrippels, indirekte Berücksichtigung über  $c_{i-ripple}$
- Nutzung von Mittelwertmodellen

### Herleitung des resultierenden Gesamtstromes des FBC mit Current-Doubler

**Schaltung:** Die graphische Überlagerung zweier um  $180^\circ$  verschobener Dreieck-Stromkurven mit  $D < 0,5$  (vgl. Abbildung 3.6) zeigt, dass sich ein resultierender Gesamtstrom mit doppelter Frequenz und reduziertem Stromripple einstellt. Für den resultierenden Stromripple ergibt sich folgende Formel (Betrachtung des Intervalls:  $0 \leq t \leq D \cdot T_p$ ):

$$I_{L1} = \frac{\Delta I}{D \cdot T_p} \cdot t + I_{L-AV} - \frac{\Delta I}{2} \quad (8.8)$$

$$I_{L2} = \frac{-\Delta I}{(1-D) \cdot T_p} \cdot t + I_{L-AV} + \frac{\Delta I}{2} \quad (8.9)$$

$$I_{L1} + I_{L2} = I_{L-ges} = \frac{\Delta I}{D \cdot T_p} \cdot t + \frac{-\Delta I}{(1-D) \cdot T_p} \cdot t + 2I_{L-AV} \quad (8.10)$$

$$I_{L-ges} = \Delta I \frac{1-2D}{D(1-D)T_p} \cdot t + 2I_{L-AV} \quad (8.11)$$

Das Maximum des Stromes ergibt sich in diesem Intervall bei  $t = D \cdot T_p$ :

$$\Delta I_{L-ges} = \Delta I \frac{1-2D}{1-D} = \Delta I \frac{1-\Phi}{1-0,5\Phi} \quad (8.12)$$

Die Strombelastungen der Schalter und Kondensatoren am Umrichter, FBC bzw. Boost-Converter lassen sich vollständig mithilfe der Darstellungen aus Kapitel 3.1.3 und 3.2.3 ableiten.

### Beispiel 1 - Full-Bridge-Converter - Strombelastung der Schalter $T_1 \dots T_4$ :

$$I_{T1-RMS} = I_{SW-Peak} \cdot c_{i-ripple} \cdot \sqrt{(0,5 \cdot \Phi)} = \frac{P_{out}}{\eta \cdot U_{C2}} \cdot c_{i-ripple} \cdot \sqrt{(0,5 \cdot \Phi)} \quad (8.13)$$

### Beispiel 2 - Boost-Converter - Strombelastung des Schalters $T_{B2}$ :

$$I_{T1-RMS} = I_{L-AV} \cdot c_{i-ripple} \cdot \sqrt{D} \quad (8.14)$$

### Beispiel 3 - Boost-Converter - Strombelastung des Ausgangskondensators $C_2$ :

$$I_{C2-RMS} = \sqrt{I_{L1-AV}^2 \cdot c_{i-ripple}^2 \cdot (1-D) + I_{out-AV}^2 \cdot D} \quad (8.15)$$

**Hinweis:** Der Stromripple wird bei diesen Berechnungen durch einen Welligkeitsfaktor  $c_{i-ripple}$  berücksichtigt, da der genaue Induktivitätswert in der Vorauswahl

der Bauelemente noch nicht bekannt ist. Eine sehr nützliche Übersicht von Kurvenformen und ihren zugehörigen Effektivwerten ist in [36, S. 805 ff.] zu finden.

**Berechnung der Mindestkapazität des Zwischenkreiskondensators  $C_2$  des FBC mit Boost-Converter:** Die Kapazität  $C_2$  (vgl. Abbildung 3.6) muss sowohl den Stromrippel des Boost-Converters als auch den Stromrippel des FBC aufnehmen. Für eine erste Grobabschätzung werden die erforderlichen Kapazitäten für beide Konverter getrennt berechnet und dann addiert. Zunächst wird die Belastung durch den FBC betrachtet. Durch die Phasenverschiebung  $\Phi$  gibt es eine Zeit ( $T_1$  und  $T_4$  sperrend), in der der FBC keinen Strom aufnimmt - der Kondensator wird in dieser Zeit wieder aufgeladen. Diese Zeit wird durch die Phasenlage  $\Phi$  bzw. die Zweigverriegelung bestimmt. Der Stromrippel hat die doppelte Schaltfrequenz.

$$C_{2-min-FBK} = \frac{t_{ein} \cdot I_{in}}{\Delta U_{C2}} = \frac{(1 - \Phi) \cdot I_{in}}{\Delta U_{C2} \cdot 2f_{SW}} = \frac{(1 - \Phi) \cdot P_{out}}{\Delta U_{C2} \cdot U_{C2} \cdot \eta_{FBK} \cdot 2f_{SW}} \quad (8.16)$$

Für den Boost-Converter ergibt sich folgende Mindestkapazität:

$$C_{2-min-Boost} = \frac{t_{ein} \cdot I_{in}}{\Delta U_{C2}} = \frac{(1 - D) \cdot I_{in}}{\Delta U_{C2} \cdot f_{SW}} = \frac{(1 - D) \cdot P_{out}}{\Delta U_{C2} \cdot U_{C2} \cdot \eta_{Boost} \cdot f_{SW}} \quad (8.17)$$

Für die Gesamtkapazität ergibt sich  $C_{2-min-FBK} + C_{2-min-Boost}$ .

Die Ausgangskapazität des FBC ergibt sich zu:

$$C_{3-min} = \frac{t_{ein} \cdot \Delta I_{LV-ges}}{16\Delta U_{C3}} = \frac{0,5T_p \cdot \Delta I_{LV-ges}}{16\Delta U_{C3}} = \frac{\Delta I_{LV-ges}}{32f_{SW} \cdot \Delta U_{C3}} \quad (8.18)$$

## A5: Formeln zur Dimensionierung der Magnetbauelemente

Die nachfolgenden Formeln wurden [36, S. 544, 545, 571, 572] entnommen.

**Schritt 1:** Berechnung der Kernparameter aus den Kerndaten - Ablage in Datenbank für nachfolgende Kernausswahl:

$$K_g = \frac{A_{fe}^2 W_A}{MLT} \quad (8.19)$$

$$K_{gfe} = \frac{W_A \cdot A_{fe}^{2(\beta_S-1)/\beta_S}}{MLT \cdot l_m^{2/\beta_S}} \cdot \left[ \frac{\beta_S^{-\beta_S/(\beta_S+2)}}{2} + \frac{\beta_S^{2/(\beta_S+2)}}{2} \right]^{(\beta_S+2)/\beta_S} \quad (8.20)$$

**Schritt 2:** Berechnung der Auswahlparameter anhand der Spezifikation - wird die Ungleichung vom gewünschten Kern erfüllt, so ist dieser einsetzbar.

$$K_g \geq \frac{\rho L^2 I_{max}^2}{B_{max}^2 R K_u} \cdot 10^8 \quad (8.21)$$

$$K_{gfe} \geq \frac{\rho \lambda^2 I_{rms}^2 K_{fe}^{2/\beta_S}}{4 K_u P_{V-core}^{(\beta_S+2)/\beta_S}} \quad (8.22)$$

$$\text{mit } K_{fe} = \frac{p_{v0}}{B_0} \quad (8.23)$$

Tabelle 8.2: Vorauswahl und Dimensionierung der Magnetbauelemente

Kriterium	Drosseln	Transformator
Vorgaben	$I_{max}, L_{min}, R_{nenn}, S, K_u$	$U_p, U_s, I_{RMS}, K_u, \lambda, P_{tot}, S$
Kernausswahl	siehe Formel 8.21	siehe Formel 8.22
AL - Wert	$A_L = \frac{B_{max}^2 A_c^2}{L I_{max}^2}$	typ. 1000 nH
Windungszahl	$n = \sqrt{L/A_L}$	$n_p = \lambda/(2\Delta B A_{fe})$
Wicklung	$A_{draht} \geq I_{max}/S$	$A_{i-draht} \geq I_{i-RMS}/S$
Prüfung Wickelraum	$n \cdot A_{draht} \leq K_u \cdot W_A$	$n_p \cdot A_{p-draht} + n_s \cdot A_{s-draht} \leq K_u \cdot W_A$

**Drossel Magnetkreisauslegung:** Es ist ebenfalls möglich, den AL-Wert direkt mithilfe der Dimensionierung des Luftspaltes für Ferrit-Kerne festzulegen. Folgende Formel kann dafür heran gezogen werden:

$$\delta = \frac{L I_{max}^2 \mu_0}{B_{max}^2 A_{fe}} \quad (8.24)$$

$$A_L = \frac{1}{R_{mL}} = \frac{\mu_0 A_{fe}}{\delta} \quad (8.25)$$



## A6: Korrekturfaktor zur Bestimmung der Kernverluste

Idee ist die stückweise Approximation des linearen Verlaufs der Dreieckfunktion mit einer  $\cos(x)$  Funktion:

$$B_{lin}(x) = B_{max} \cdot \left(\frac{2}{\pi} \cdot x - 1\right) \quad (8.26)$$

$$B_{cos}(x) = -B_{max} \cdot \cos(x) \quad (8.27)$$

Nach [49, S. 24] ist die Kernverlustleistung maßgeblich von der Anstiegsgeschwindigkeit der Flussdichte abhängig.

$$\frac{dB_{lin}(x)}{dx} = B_{max} \cdot \frac{2}{\pi} \quad (8.28)$$

$$\frac{dB_{cos}(x)}{dx} = -B_{max} \cdot \sin(x) \quad (8.29)$$

Am Punkt  $x = x_0$  gilt für das Verhältnis der Verlustleistungen:

$$\frac{P_{V-cos}}{P_{V-lin}} \Big|_{x=x_0} = \frac{\sin(x_0)^\alpha}{(2/\pi)^\alpha} \quad (8.30)$$

Die Integration über die gesamte Halbwelle der Trapezfunktion ergibt das mittlere Verhältnis der Leistungen und stellt den Korrekturfaktor zwischen linearer und kosinusförmiger Aussteuerung dar:

$$K_{cos-lin} = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi/2} \frac{P_{cos}(x)}{P_{lin}(x)} dx = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi/2} \left( \frac{\pi \cdot \sin(x)}{2} \right)^\alpha dx \quad (8.31)$$

Je nach Steinmetzkoeffizient ergeben sich unterschiedliche Korrekturfaktoren. In nachfolgendem Diagramm können die Korrekturfaktoren für unterschiedliche  $\alpha$  abgelesen werden.

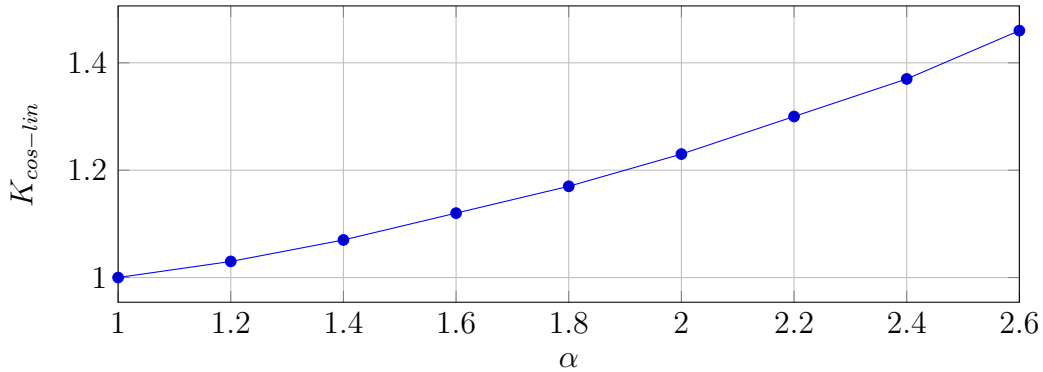


Abbildung 8.10: Korrekturfaktor  $K_{cos-lin}$  in Abhängigkeit vom Steinmetzparameter  $\alpha$

$$P_{V-core} = \frac{P_{V-core}(B_{max}, f_1)}{K_{cos-lin}} \cdot D + \frac{P_{V-core}(B_{max}, f_2)}{K_{cos-lin}} \cdot (1 - D) \quad (8.32)$$

$$\text{mit } f_1 = \frac{1}{2 \cdot D \cdot T_p} \text{ und } f_2 = \frac{1}{2 \cdot (1 - D) \cdot T_p} \quad (8.33)$$

## A7: Herleitung der Induktivität paralleler Rechteckleiter

Für die Herleitung der Induktivität paralleler Rechteckleiter gelten folgende Annahmen (vgl. Abbildung 5.13 c):

- Feld zwischen der beiden Leitern ist homogen
- $b \gg d$
- Feld konzentriert sich im Zwischenraum
- Beitrag in den Kanten  $d$  wird vernachlässigt

Es wird der allgemeine Ansatz zur Bestimmung der Induktivität geometrischer Anordnungen zugrunde gelegt:

$$L = \frac{\iint \vec{B} d\vec{A}}{I} = \frac{\mu_0 \mu_r \iint \vec{H} d\vec{A}}{I} \quad (8.34)$$

$$\oint \vec{H} d\vec{l} = \sum I \quad (8.35)$$

$$H \cdot 2b = 2 \cdot I \text{ für beide Leiter} \quad (8.36)$$

$$L = \frac{\mu_0 \mu_r I A}{I b} = \frac{\mu_0 \mu_r A}{b} = \frac{\mu_0 \mu_r l \cdot d}{b} \quad (8.37)$$

## A8: Strom- und Spannungsprofile verschiedener Fahrzyklen

Die nachfolgenden Simulationsergebnisse beziehen sich auf das Modell des in Kapitel 2.3.1 dargestellten Versuchsstandes. Die Hauptparameter sind in Tabelle 6.1 zu finden. Die Parameter der thermischen Modelle sind in nachfolgenden Tabellen dargestellt.

Tabelle 8.3: thermische Modellparameter des untersuchten Zwischenkreiskondensators; 13-fache Parallelschaltung

Serie:	$C_{th-W}$	$C_{th-C}$	$R_{th-H-C}$	$R_{th-C-A}$	$R_{th-H-T}$
Nichicon UHE 1 mF / 63 V	[J/K]	[J/K]	[K/W]	[K/W]	[K/W]
$\varnothing D \times l = 18 \text{ mm} \times 31,5 \text{ mm}$	15	4	8	1	9

Tabelle 8.4: thermische Modellparameter des untersuchten Schaltungsträgers (DCB); Annahme einer thermisch aktiven Fläche von  $A^*=70\text{mm}^2$  und einer Chipfläche von  $A_{Chip}=46\text{mm}^2$

$R_{th-j-T}$	$R_{th-T-I}$	$R_{th-I-HS}$	$R_{th-HS-a}$
[K/W]	[K/W]	[K/W]	[K/W]
0,1	0,21	0,4	0,3

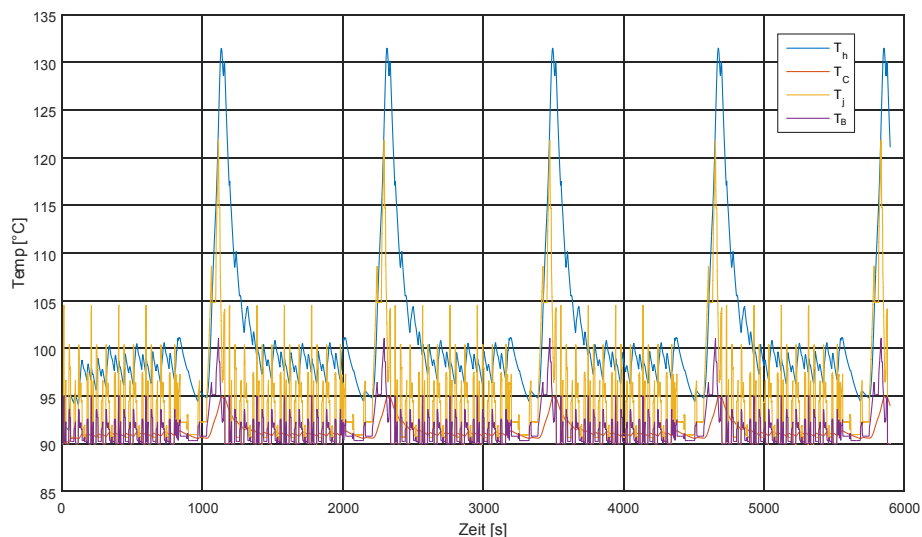


Abbildung 8.11: Temperaturprofile des Umrichters für den fünffachen NEFZ;  $T_h$  - Hotspottemperatur Elektrolytkondensator;  $T_c$  - Gehäusetemperatur Elektrolytkondensator;  $T_j$  - Sperrschichttemperatur MOSFET;  $T_B$  - Temperatur DCB-Unterseite

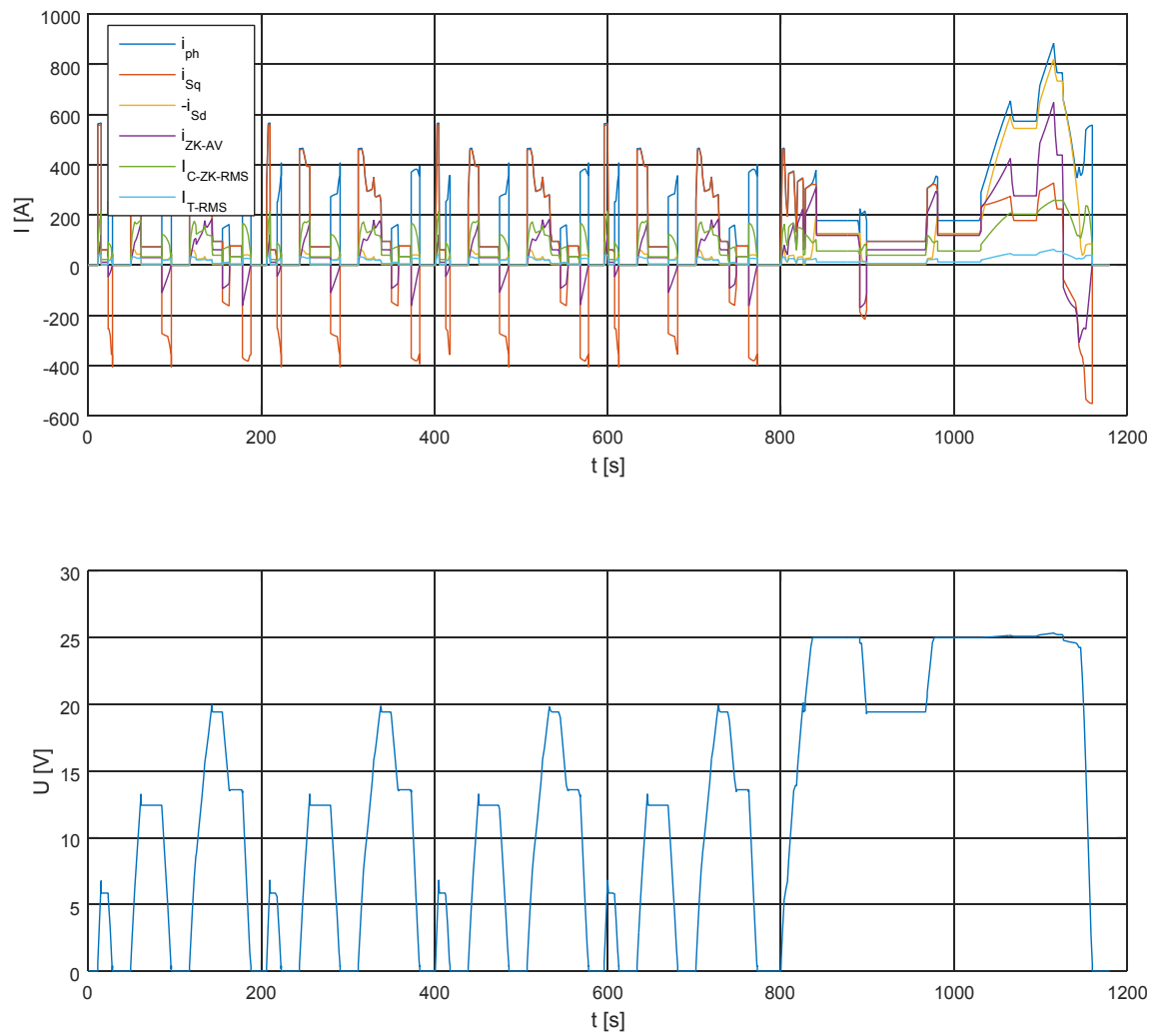


Abbildung 8.12: Strom-/Spannungsdiagramm des Umrichters für den NEFZ; Maximalstrombelastung 900 A;  $i_T$  - Einzelschalterstrom; unten: Darstellung der Amplitude Phasen-Sternpunktspannung  $\hat{U}_i$

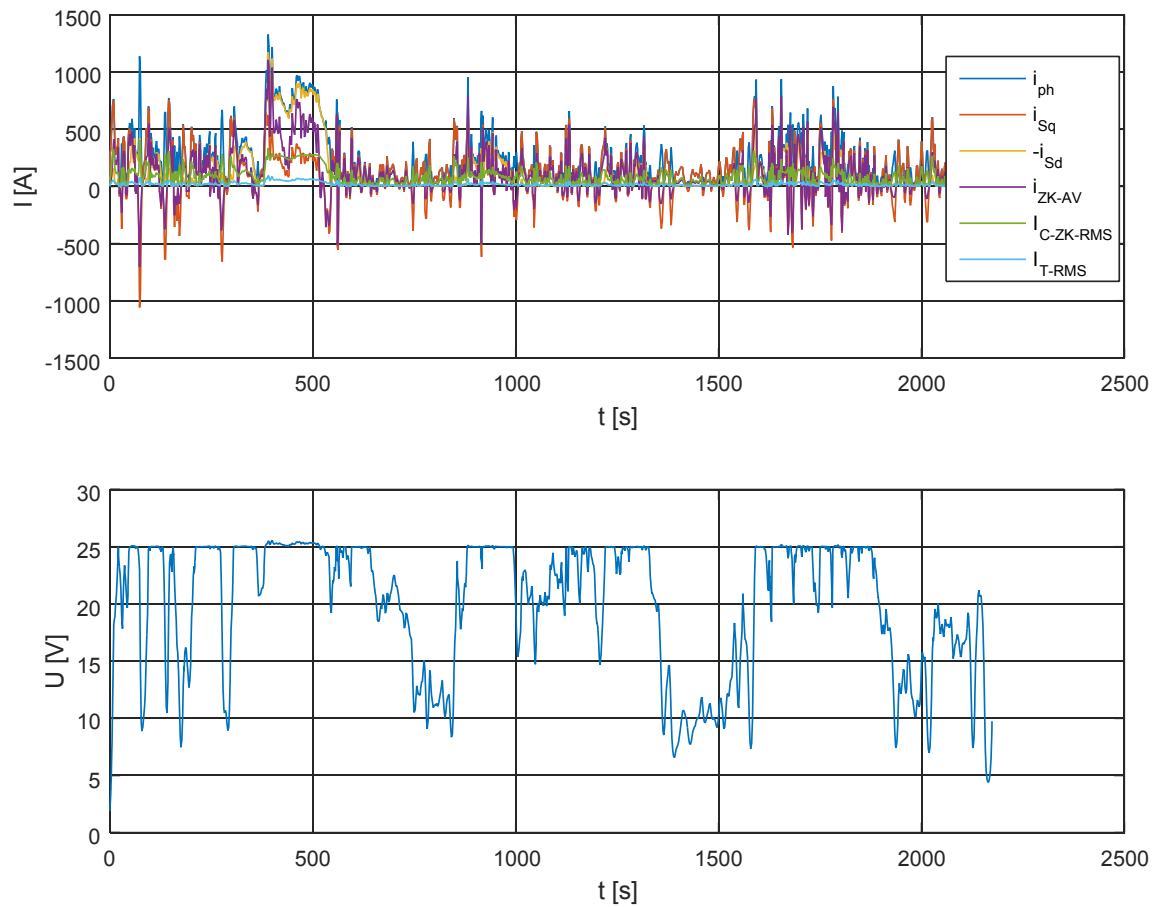


Abbildung 8.13: Strom-/Spannungsdiagramm des Umrichters für den FZ1; Maximalstrombelastung 1300 A; System ist unterdimensioniert;  $i_T$  - Einzelschalterstrom; unten: Darstellung der Amplitude Phasen-Sternpunktspannung  $\hat{U}_i$ ; System ist unterdimensioniert

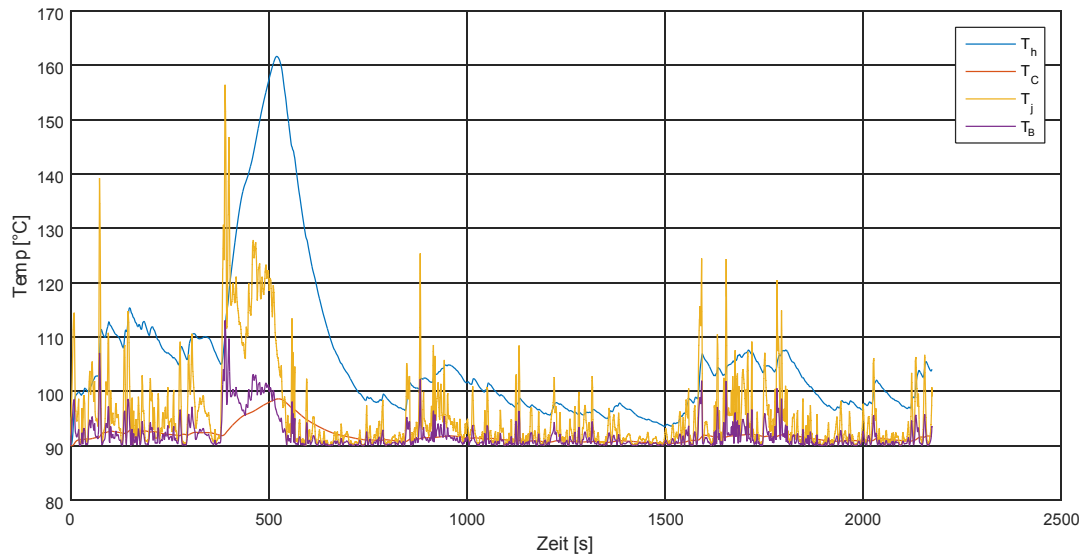


Abbildung 8.14: Temperaturprofile des Umrichters für den einmaligen Durchlauf des FZ1;  $T_h$  - Hotspottemperatur Elektrolytkondensator;  $T_c$  - Gehäusetemperatur Elektrolytkondensator;  $T_j$  - Sperrschichttemperatur MOSFET;  $T_B$  - Temperatur DCB-Unterseite; System ist unterdimensioniert

## A9: Kondensatorstrombelastung für verschiedene Fahrzyklen

Ziel der Untersuchungen ist die Auslegung des Zwischenkreiskondensators für einen 25 kW Umrichter und unterschiedliche Fahrzyklen. Es werden folgende Randbedingungen festgelegt:

- $LD > 9.000 \text{ h}$
- $T_h < 150^\circ\text{C}$
- $\Delta T_{h-C} \leq 20^\circ\text{C}$

Es soll die Anzahl an notwendigen parallelen Kondensatoren ermittelt werden.

Tabelle 8.5: thermische Modellparameter eines untersuchten Zwischenkreiskondensators mit thermischer Anbindung des Wickels

Serie:	$C_{th-W}$	$C_{th-C}$	$R_{th-H-C}$	$R_{th-C-A}$	$R_{th-H-T}$
Kemet PEG/PEH 225	[J/K]	[J/K]	[K/W]	[K/W]	[K/W]
$\varnothing D \times l = 20 \text{ mm} \times 46 \text{ mm}$	18	5	2,4	1.5	9

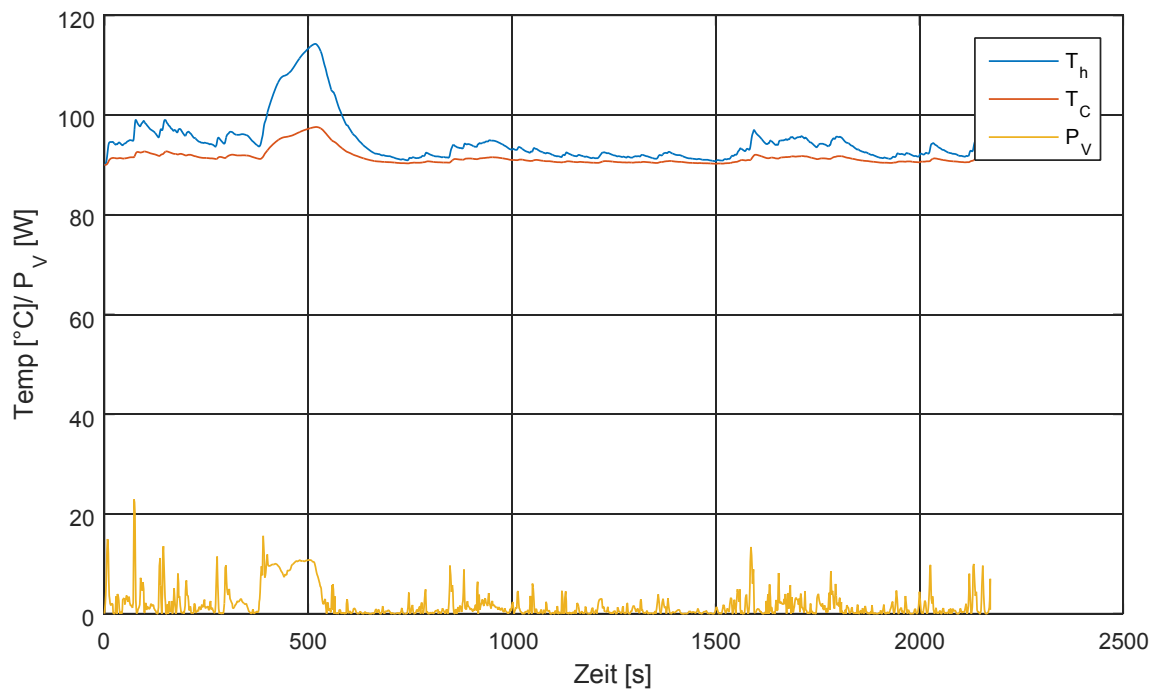


Abbildung 8.15: Temperaturprofil und Verlustleistung des Kondensators für einfachen Durchlauf des FZ1; Anzahl paralleler Kondensatoren = 11

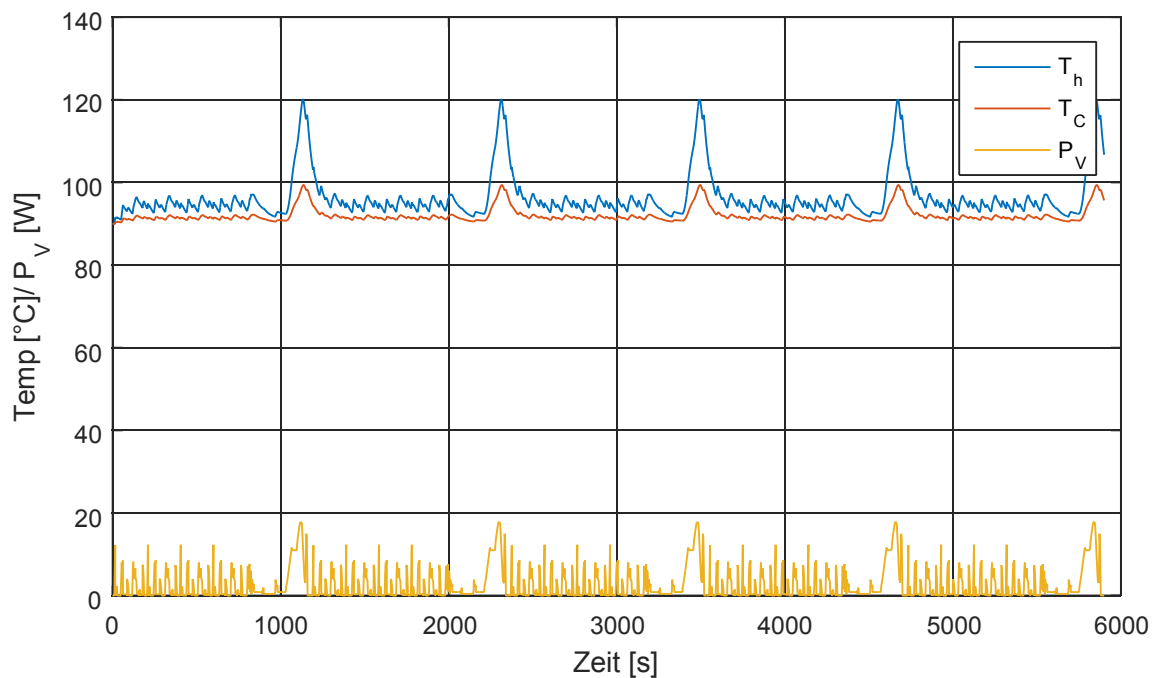


Abbildung 8.16: Temperaturprofil und Verlustleistung des Kondensators für den fünffachen Durchlauf des NEFZ; Anzahl paralleler Kondensatoren = 9

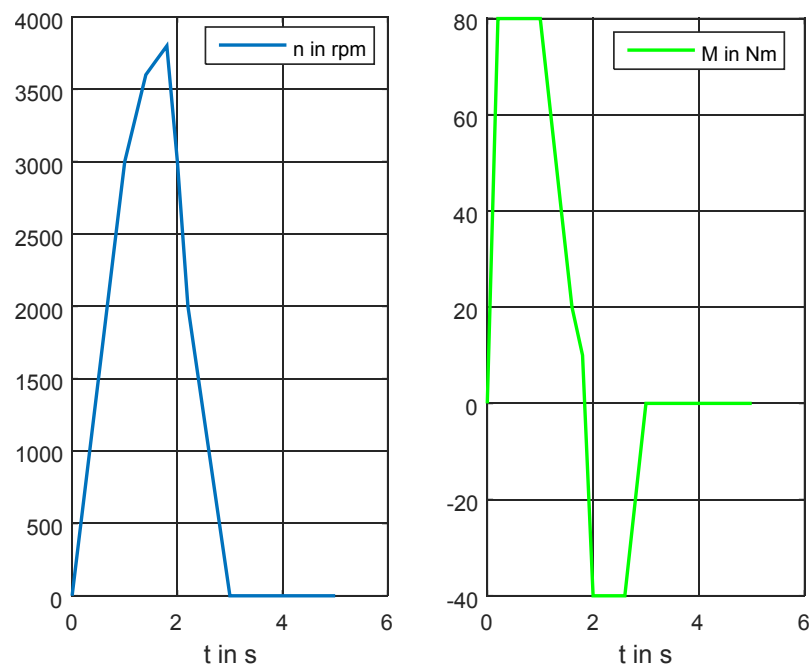


Abbildung 8.17: exemplarischer Drehzahl-/Drehmomentverlauf der betrachteten Maschine gemäß Tabelle 6.1 im gepulsten Betrieb; z.B. Beschleunigung/Abbremsen des Rotors

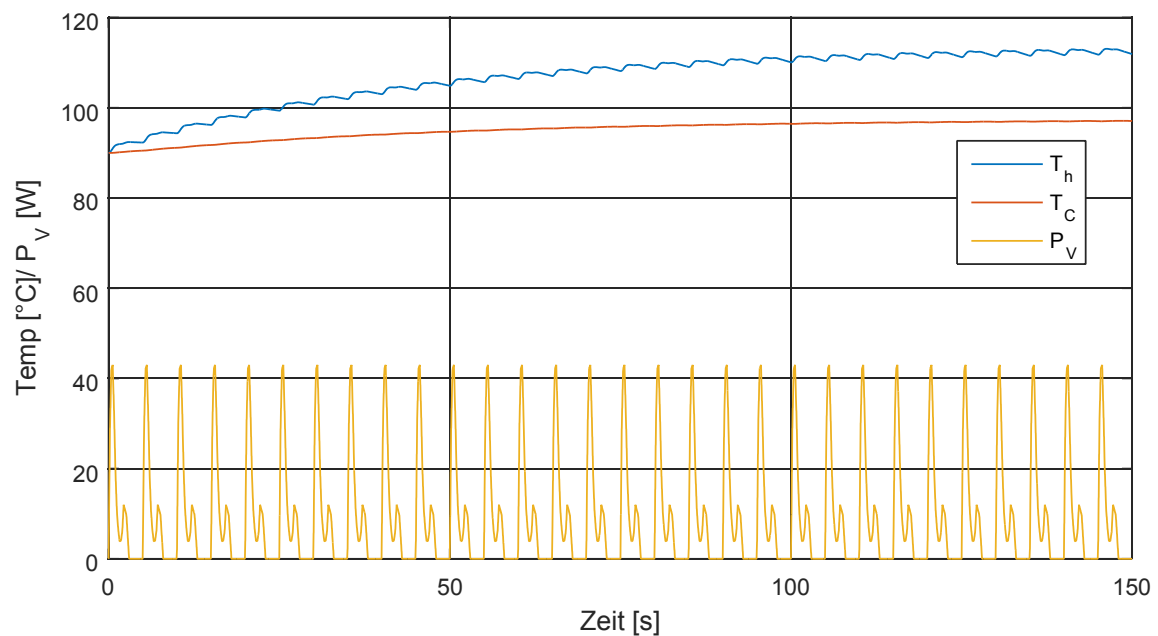


Abbildung 8.18: Temperaturprofil und Verlustleistung des Kondensators für den 30-fachen Zyklus gemäß Abbildung 8.17; Anzahl paralleler Kondensatoren = 5



## **A10: Dimensionierung der Magnetbauelemente für den untersuchten Full-Bridge-Converter**

In nachfolgenden Tabellen sind die Parameter der ausgewählten Magnetbauelemente für die Berechnung der Verlustleistungen dargestellt.

Tabelle 8.6: Parameter der dimensionierten FBC-Transformatoren; Spalte Topologie stellt den Lagenaufbau mit der Wicklungsverschachtelung dar; p - Primärwicklung; s - Sekundärwicklung; Zwangsbelüftung mit  $v_{Lut}=3\text{ m/s}$ ; LBB - Leiterbahnbreite

Kern	Kühlung	Material	V [mm <sup>3</sup> ]	$f_{sw}$ [kHz]	$n_p$	$n_s$	$B_{max}$ [mT]	LBB [mm]	Topologie
EILP 58	freie Konvektion	N97	21000	80	4	2	250	20	p-s-s-p-p-s-s-p
EILP 58	freie Konvektion	N49	21000	80	4	2	253	20	p-s-s-p-p-s-s-p
EILP 58	freie Konvektion	N97	21000	160	2	1	253	20	p-s-s-p-p-s-s-p
EILP 58	freie Konvektion	N49	21000	160	4	2	126	20	p-s-s-p-p-s-s-p
EILP 58	freie Konvektion	N97	21000	320	2	1	126	20	p-s-s-p-p-s-s-p
EILP 58	freie Konvektion	N49	21000	320	2	1	126	20	p-s-s-p-p-s-s-p
EILP 58	freie Konvektion	N97	21000	640	2	1	63	20	p-s-s-p-p-s-s-p
EILP 58	freie Konvektion	N49	21000	640	2	1	63	20	p-s-s-p-p-s-s-p
EILP 64	freie Konvektion	N97	36200	80	2	1	300	22	p-s-s-p-p-s-s-p
EILP 64	freie Konvektion	N97	36200	160	2	1	150	22	p-s-s-p
EILP 64	freie Konvektion	N97	36200	160	2	1	150	22	p-s-s-p-p-s-s-p
EILP 64	freie Konvektion	N97	36200	320	2	1	75	22	p-s-s-p
EILP 64	freie Konvektion	N97	36200	320	2	1	75	22	p-s-s-p-p-s-s-p
EILP 64	freie Konvektion	N49	36200	320	2	1	75	22	p-s-s-p-p-s-s-p
EILP 64	freie Konvektion	N97	36200	640	2	1	37	22	p-s-s-p
EILP 64	freie Konvektion	N49	36200	640	2	1	37	22	p-s-s-p-p-s-s-p
2xEILP43	freie Konvektion	N97	23000	640	2	1	347	10	p-s-s-p-p-s-s-p
2xEILP43	freie Konvektion	N97	23000	320	2	1	173	10	p-s-s-p-p-s-s-p
1xEILP43	Zwangsbelüftung	N97	11500	320	2	1	173	10	p-s-s-p-p-s-s-p
1xEILP43	Zwangsbelüftung	N49	11500	320	2	1	173	10	p-s-s-p-p-s-s-p
1xEILP43	Zwangsbelüftung	N49	11500	640	2	1	173	10	p-s-s-p-p-s-s-p
1xEILP43	Zwangsbelüftung	N49	11500	800	2	0,5	111	10	p-s-s-p-p-s-s-p

Tabelle 8.7: Parameter der dimensionierten FBC-Drosseln; Spalte Topologie stellt die Wicklungsverschaltung dar; Zwangsbelüftung mit  $v_{Luft}=3\text{ m/s}$ ; Angabe der Abmessung: Außendurchmesser x Innendurchmesser x Höhe in mm

Kern	Kühlung	Material	V [mm <sup>3</sup> ]	fsw [kHz]	n	AL [nH]	$B_{max}$ [mT]	Leitertyp	Topologie
R 34,3 x 23,4 x 8,89	freie Konvektion	MPP125	4060	80	9	79	750	rund	AWG10 X 2 parallel
R 34,3 x 23,4 x 8,89	freie Konvektion	MPP125	4060	160	7	79	570	rund	AWG10 X 2 parallel
R 34,3 x 23,4 x 8,89	freie Konvektion	MPP125	4060	320	6,5	79	482	rund	AWG10 X 2 parallel
R 34,3 x 23,4 x 8,89	freie Konvektion	MPP125	4060	640	5,5	79	400	rund	AWG10 X 2 parallel
R 23,6 x 14,4 x 8,89	freie Konvektion	MPP125	2280	160	8	105	800	rund	AWG10 X 2 parallel
R 23,6 x 14,4 x 8,89	freie Konvektion	MPP125	2280	320	6	105	722	rund	AWG10 X 2 parallel
R 23,6 x 14,4 x 8,89	freie Konvektion	MPP125	2280	640	4,5	105	538	rund	AWG10 X 2 parallel
R 22,9 x 14,0 x 7,62	freie Konvektion	MPP125	1880	320	6	90	375	rund	AWG10 X 2 parallel
R 17,3 x 9,65 x 6,35	Zwangsbelüftung	MPP125	960	320	6	89	534	rund	AWG12 X 2 parallel

Tabelle 8.8: Parameter der dimensionierten Boost-Converter-Drosseln; Spalte Topologie stellt die Wicklungsverschaltung dar; Zwangsbelüftung mit  $v_{Luft}=3\text{ m/s}$ ; Angabe der Abmessung: Außendurchmesser x Innendurchmesser x Höhe in mm

Kern	Kühlung	Material	V [mm <sup>3</sup> ]	fsw [kHz]	n	AL [nH]	$B_{max}$ [mT]	Leitertyp	Topologie
R 12,7 x 62 x 4,75	freie Konvektion	MPP125	354	80	3	56	440	rund	AWG18 X 2 parallel
R 12,7 x 62 x 4,75	freie Konvektion	MPP125	354	160	2	56	299	rund	AWG18 X 2 parallel
R 12,7 x 62 x 4,75	freie Konvektion	MPP125	354	320	1,5	56	220	rund	AWG18 X 2 parallel
R 12,7 x 62 x 4,75	freie Konvektion	MPP125	354	640	1	56	440	rund	AWG18 X 2 parallel
R 16,5 x 10,2 x 6,35	freie Konvektion	MPP125	789	80	3	72	327	rund	AWG14 X 3 parallel
R 16,5 x 10,2 x 6,35	freie Konvektion	MPP125	789	160	2	72	221	rund	AWG14 X 3 parallel
R 16,5 x 10,2 x 6,35	freie Konvektion	MPP125	789	320	1,5	72	163	rund	AWG14 X 3 parallel
R 16,5 x 10,2 x 6,35	freie Konvektion	MPP125	789	640	1	72	110	rund	AWG14 X 3 parallel